

NOVA ELETRONICA

Nº 47 - JANEIRO/ CR\$ 80,00

**Fale à distância e sem fios
com o WALKIE-TALKIE
da Nova Eletrônica**

**Mini-kit: Chave
Fotossensível**

**O efeito
WIEGAND**

**Entendendo
os braços
de toca-
discos**

**Neste
número,**

**Índice geral
de 1980**

**Tabela de
Transistores
de Silício**



**Na seção Prática, um Codificador Digital
para Radiocomando e
um Controle por Toque para o DIGITEMPO**



NOVA ELETRÔNICA

EDITOR E DIRETOR RESPONSÁVEL LEONARDO BELLONZI

CONSULTORIA TÉCNICA Geraldo Coen/Joseph E. Blumenfeld/Juliano Barsali/Leonardo Bellonzi

REDAÇÃO Juliano Barsali/José Roberto da S. Caetano/Paulo Nubile/Ronaldo Rodrigues

DIAGRAMADOR Luiz Pedro Navarro

ARTE Luiz Pedro Navarro/Vanildo Pacheco dos Santos/Eraldo de Siqueira Santos/Irene de Souza/Oriana Lídia Tossani

EQUIPE TÉCNICA Renato Bottini / Márcio Klein / Salomão Choueri Jr. / Everaldo R. Lima

DEPTO. ASSINATURAS Marizilda Mastandrea

DEPTO. DE PUBLICIDADE Gerente Comercial Rodolpho Celiberto Contato Carlos Alberto Lopes

COLABORADORES Geandré/Marcia Hirth

CORRESPONDENTES NOVA IORQUE Guido Forgnoni/MILÃO Mário Magrone/GRÃ-BRETANHA Brian Dance

FOTÓGRAFO Carlos Augusto de Souza Campos

CAPA Foto — preto & branco arte fotográfica Lay-out Luiz Pedro Navarro

COMPOSIÇÃO J.G. Propaganda Ltda./FOTOLITO Estúdio Gráfico M.F. Ltda.

IMPRESSÃO Cia. Lithographica Ypiranga/DISTRIBUIÇÃO Abril S.A. Cultural e Industrial

NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da **EDITELE** — Editora Técnica Eletrônica Ltda. — Redação, Administração e Publicidade: Rua Hélade, 125 — Sala 2

CEP 04634 — V. Santa Catarina — SP.

TODA CORRESPONDÊNCIA DEVE SER EXCLUSIVAMENTE ENDEREÇADA À NOVA ELETRÔNICA — CAIXA POSTAL 30.141 — 01000 S. PAULO, SP

REGISTRO N.º 9.949-77 — P. 153 — TIRAGEM DESTA EDIÇÃO: 60.000 EXEMPLARES.

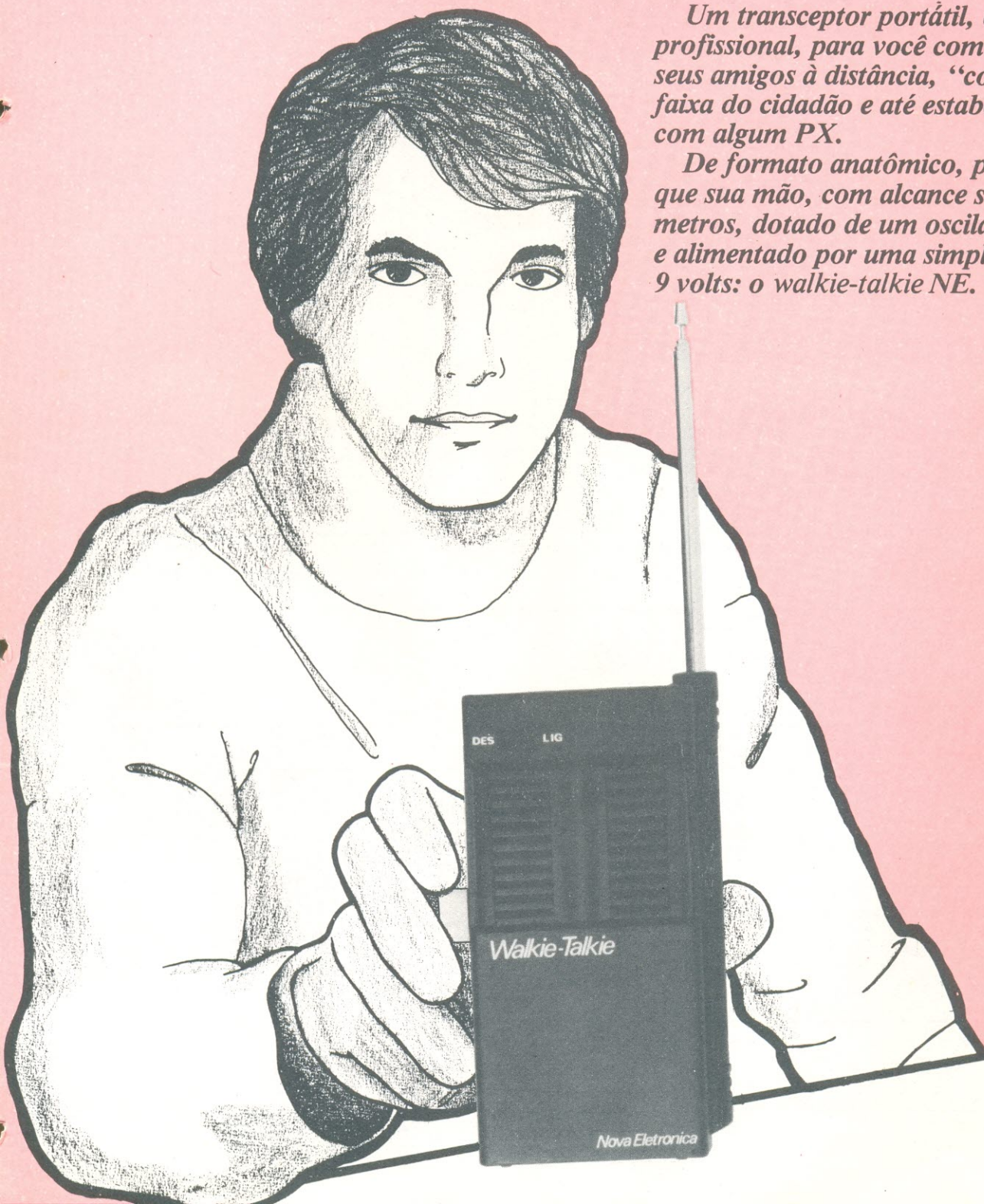
Kits	O Walkie-Talkie da Nova Eletrônica	3
	Mini-Kit: Chave Fotossensível	10
Seção do principiante	O problema é seu	14
	A eletrônica dos circuitos básicos — 6ª parte	16
Teoria e informação	Livros em revista	20
	A tabela do mês	22
	Idéias do lado de lá	23
	Conversa com o leitor	24
	Novidades industriais	28
	Noticiário	30
	Notícias da NASA	34
	Estórias do tempo da Galena	39
	O efeito Wiegand	40
	Índice geral 1980	44
	Projete sua própria fonte de tensão	49
Prática	Codificador digital para radiocomando	54
	Controle por toque para o Digitempo	58
Áudio	Em pauta	60
	Entenda os braços de toca-discos	62
	Construa seu próprio "potenciômetro discreto"	71
Engenharia	Prancheta do projetista — série nacional	73
	Prancheta do projetista	76
	Amplificadores regenerativos para PCM com tecnologia LSI	78
Suplemento BYTE	Microprocessadores — a coletânea do avanço — 1ª parte	83
	O microcomputador ao nosso alcance	88
Cursos	Instrumentação analógica e digital básica — 8ª lição	92
	Classificados NE	98
	Práticas em técnicas digitais 25ª lição	99

Todos os direitos reservados; proíbe-se a reprodução parcial ou total dos textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou diletan-tes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho suficiente dos dispositivos montados pelos leitores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial; os protótipos são minuciosa-mente provados em laboratório antes de suas publicações. NÚMEROS ATRASADOS: preço da última edição à venda. A Editele vende números atrasados mediante o acréscimo de 50% do valor da última edição posta em circulação. ASSINATURAS: não remetemos pelo reembolso, sendo que os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em SÃO PAULO, em nome da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

fale a distância sem fios *com o WALKIE-TALKIE* *da Nova Eletrônica*

Um transceptor portátil, de aspecto profissional, para você comunicar-se com seus amigos à distância, "corujar" a faixa do cidadão e até estabelecer contato com algum PX.

De formato anatômico, pouco maior que sua mão, com alcance seguro de 100 metros, dotado de um oscilador a cristal e alimentado por uma simples bateria de 9 volts: o walkie-talkie NE.



Este *kit* está entre os mais simples que já lançamos. Mas não pense que os *walkie-talkies* sempre foram assim, aparelhos leves e pequenos, facilmente carregáveis em uma das mãos, como você vê agora.

O termo *walkie-talkie* é uma gíria militar americana sem tradução exata para o português, mas criada para designar um tipo de transmissor-receptor transportável por um único homem. Ora, é fácil imaginar que o conceito militar de "portátil" não bate muito com o nosso. Realmente, os primeiros *walkie-talkies*, de aplicação militar, eram verdadeiros trambolhos, pesados e incômodos, que precisavam ser carregados às costas do operador. O operador de rádio era então, antes de tudo, um forte.

Felizmente, porém, a Eletrônica evoluiu e aliviou a todos deste peso. Os *walkie-talkies* diminuíram tanto, ficaram tão leves, que hoje se tornaram até brinquedo de criança. Não perderam sua característica e importância originais, pelo contrário, popularizaram-se e estenderam sua aplicação até a característica lúdica.

O que caracteriza acima de tudo o *walkie-talkie* é a sua mobilidade. Usando-o, podemos conversar à distância caminhando em qualquer lugar, sem arrastar fios ou qualquer tipo de acessório. Isso é possível porque ele funciona transmitindo ondas eletromagnéticas, cujo meio condutor é o ar. Você aperta o botão do aparelho e sua voz, captada pelo microfone, modula um sinal que é emitido por uma antena. Na recepção, o inverso: o sinal entra pela antena, é demodulado, amplificado e a voz do interlocutor aparece num alto-falante.

A frequência de operação do *walkie-talkie* está situada na faixa do cidadão (PX), que vai de 26,965 MHz a 27,405 MHz. Em consequência, ele permite perscrutar transmissões em vários canais desta faixa, e até responder a alguma delas, cujo aparelho de PX esteja sintonizado no canal 7.

Dotado de antena telescópica, o nosso *walkie-talkie* tem um alcance seguro de pelo menos 100 metros. Sob certas condições, esta marca pode em muito ser ultrapassada, atingindo até cerca de 500 metros. A frequência de transmissão é cravada em 27,035 MHz (canal 7 da faixa de PX), graças a um preciso oscilador a cristal. A recepção foi feita variável com a utilização de um circuito sintonizado LC. Para alimentação, uma única pilha de 9 volts.

Observe a seguir como funciona o circuito do *walkie-talkie*.

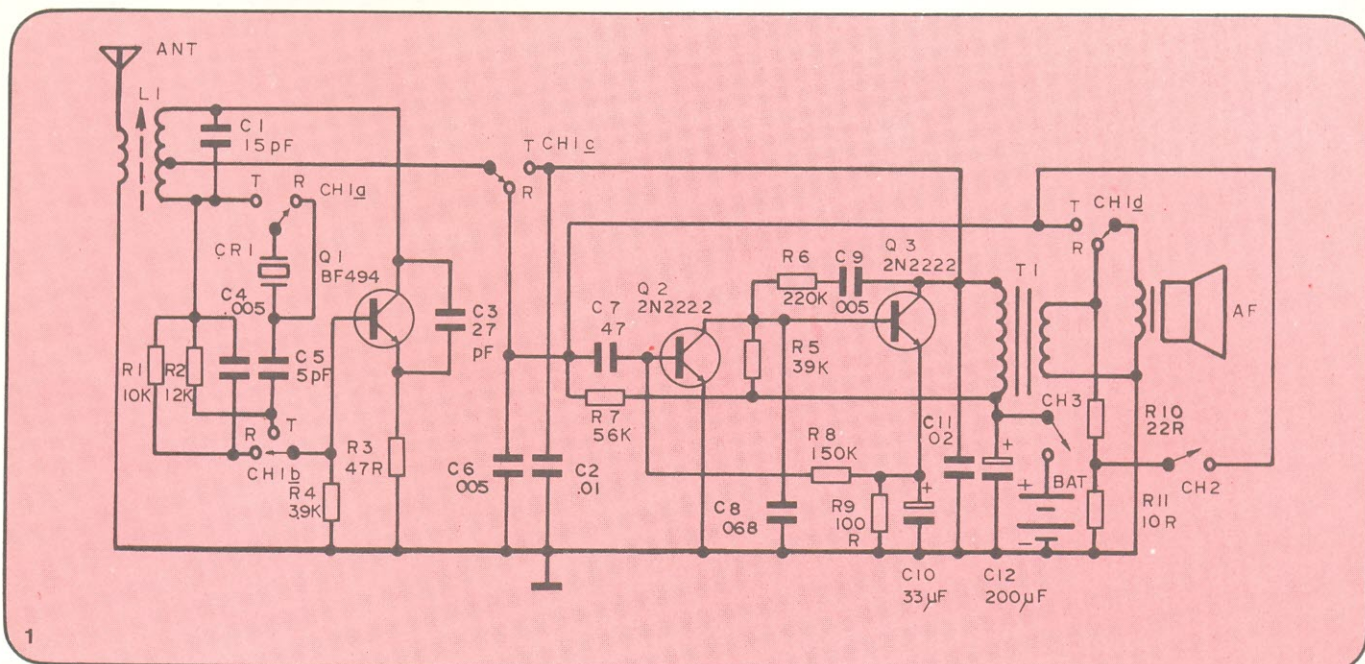
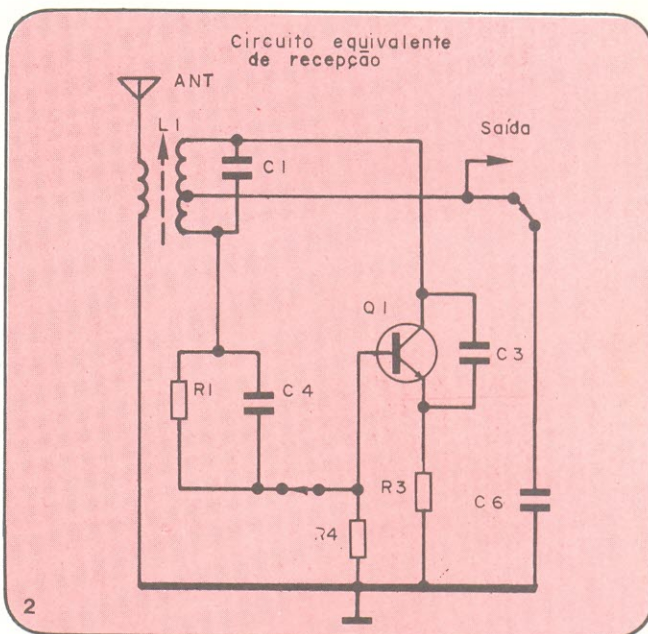
Descrição do funcionamento

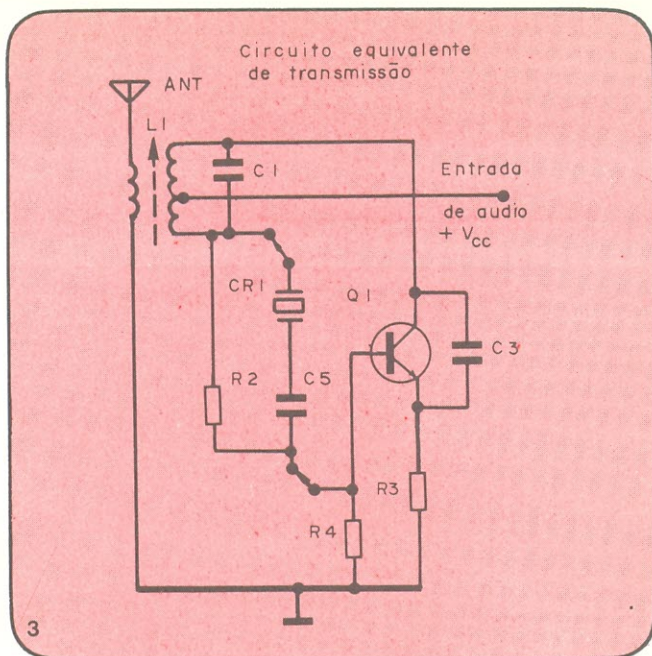
Na figura 1, temos o esquema geral do *walkie-talkie*. Para facilitar o entendimento, nossa explicação será dividida em três etapas: a recepção, a transmissão e a modulação/demodulação mais amplificação de áudio.

RECEPÇÃO

Observe na figura 2, a etapa de recepção em separado. O circuito sintonizado (L1, C1) seleciona a frequência de recepção, que no caso fica em torno de 27 MHz. R1, C4 e R4 polarizam a base de Q1, de modo que o circuito, que é um oscilador, oscile a baixa potência. A frequência de oscilação é dada pelo já mencionado filtro L1C1. C3 realimenta Q1 de modo a garantir a oscilação.

Quando o sinal atinge a antena, é aplicado à base de Q1, fazendo com isso que o circuito oscile a quase plena potência. Temos assim uma boa amplificação do sinal presente na antena.





OBS.: Em uma antena, esteja onde estiver, todas as frequências de RF estão presentes; mas, só é amplificada a frequência na qual o circuito está sintonizado. No nosso caso, só frequências próximas de 27 MHz são filtradas e amplificadas.

O sinal de RF já amplificado é retirado da derivação central de L1, e aplicado à etapa seguinte (amplificador e

demodulador de áudio).

TRANSMISSÃO

Veja agora a figura 3. Quando estamos transmitindo, isto é, com a chave CH1 pressionada, mudamos a polarização de Q1 e acrescentamos o cristal (CR1). A frequência de oscilação passa a ser dada pelo cristal, que apresenta uma baixa impedância na sua frequência de ressonância. Com isso, o circuito passa a oscilar a plena potência, entregando o sinal de RF à antena.

MODULAÇÃO/DEMODULAÇÃO AMPLIFICAÇÃO DE ÁUDIO

Para acompanhar a explicação desta etapa, retorne à figura 1, esquema geral do aparelho.

modulador — Quando apertamos a chave CH1, estamos utilizando o *walkie-talkie* na modalidade transmissão. Assim, o alto-falante é conectado na entrada do amplificador de áudio (base de Q2) e passa a funcionar como microfone. O sinal então proveniente do microfone, é amplificado e retirado do coletor de Q3, de onde é injetado na derivação central de L1. Isto possibilita a modulação em amplitude da RF gerada pelo oscilador.

amplificador e detector — Quando o aparelho está na modalidade receptor, ou seja, com a chave CH1 solta, o alto-falante é conectado à saída do amplificador de áudio, no secundário de T1, que por sua vez funciona como casador de impedância entre o coletor de Q3 e o alto-falante.

O sinal de RF recebido pela etapa receptora é injetado na base de Q2, que opera como detector (demodulador) e, ao mesmo tempo, como pré-amplificador de áudio. Q3, atua como amplificador de potência para o sinal de áudio.

A montagem do Walkie-talkie

Para iniciar a montagem do *kit*, o primeiro passo é ob-



TRIO-KENWOOD

OSCILADOR TIGGERED DELAY CS 1830

Traço duplo osciloscope. Faixa de operação: 30 MHz DC-AC. Sensibilidade: 2 mV/c. Tempo de varredura: 0,2 us — 0,5 s/div. Entrada p/ ext. Trigger com retardo de Triggering. Chave independente para atenuação x⁹ com Hold OFF. Tensão máxima aplicável 600 p-p ou 300 V pico DC-AC. Sistema de varredura: Triggering. Sweep, auto sweep e single Sweep.



INSTRUMENTOS DE ALTA PRECISÃO

KE UNICOPA

IMPORTAÇÃO E EXPORTAÇÃO LTDA.

Rua da Glória, 279 — 5º andar — Cj. 52

Telefone: 279-5811- Tronco

Telex: (011) 25260 UNIX-BR

DISTRIBUIDOR AUTORIZADO — ATUAL



MULTÍMETRO DIGITAL DL 705

3½ dígitos. Função DCV ACV, ohm e DCA. Exatidão $\pm 0,5\%$ rdg; $\pm 0,5\%$ F.S. ± 1 digit. (DC-V). Medição em DC faixa de: 2,20, 200, 1000 V; AC faixa de: 2,20, 200, 1000 V. Resistências 0-20 Mohm. Corrente 0-200 mA. Impedância de entrada 10 Mohm.

BAHIA: BETEL — BAHIA ELETRÔNICA ELÉTRICA LTDA. — Tels.: (071) 243-6425 e 243-5097 — Rua Saldanha da Gama, 19 — SALVADOR, BA — CEP 40000

CEARÁ: ELETRÔNICA APOLO — Tels.: (085) 226-0770 e 231-0770 — Rua Pedro Pereira, 484 — FORTALEZA, CE — CEP 60000

ESPIRITO SANTO: ELETRÔNICA YUNG LTDA. — Tel.: (027) 223-1345 — Av. Princesa Isabel, 230 — Loja 9 — VITÓRIA, ES — CEP 29000

MINAS GERAIS: ELETRÔNICA SIDERAL LTDA. — Tel.: (031) 201-5728 — Rua Curitiba, 761 — BELO HORIZONTE, MG — CEP 30000

TRANSISTORA BEAGÁ LTDA. — Tel.: (031) 201-8955 — Rua Carijós, 767 — BELO HORIZONTE, MG — CEP 30000

PARANÁ: COMERCIAL RÁDIO TV UNIVERSAL LTDA. — Tel.: (041) 223-6944 — Rua 24 de Maio, 287 — CURITIBA, PR — CEP 80000

PERNAMBUCO: BARTO REPRESENTAÇÃO E COMÉRCIO LTDA. — Tel.: (081) 224-3699 — Rua da Condição, 312/314 — RECIFE, PE — CEP 50000

RIO GRANDE DO SUL: COMERCIAL RÁDIO LUX LTDA. — Tels.: (0512) 21-6055 e 21-6109 — Av. Alberto Bins, 625 — PORTO ALEGRE, RS — CEP 90000

RIO DE JANEIRO: DELTRONIC COM. DE EQUIP. ELETR. LTDA. — Tels.: (021) 252-2640 e 252-5334 — Rua República do Líbano, 25-A — RIO DE JANEIRO, RJ — CEP 20000

NOVA JÊ ELETRÔNICA LTDA. — Tels.: (021) 232-0367 e 289-1646 — Rua República do Líbano, 16-A — RIO DE JANEIRO, RJ — CEP 20000

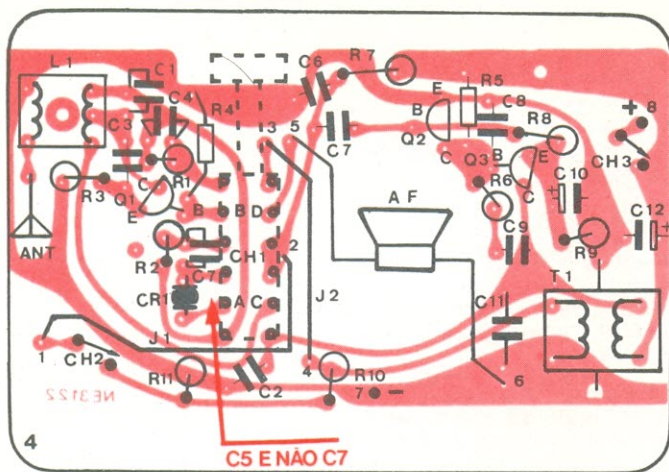
SÃO PAULO: BERNARDINO, MIGLIORATO & CIA. LTDA. — Tel.: (011) 220-3986 — Rua Vitória, 554 — SÃO PAULO, SP — CEP 01210

COMERCIAL ELETRÔNICA UNITROTEC LTDA. — Tels.: (011) 222-2023, 222-3838 e 223-3728 — Rua Santa Ifigênia, 312 — SÃO PAULO, SP — CEP 01207

INSTRONIC INSTRUMENTOS DE TESTES LTDA. — Tels.: (011) 531-5114 e 542-9646 — Av. dos Bandeirantes, 526 — Planalto Paulista — SÃO PAULO, SP — CEP 04071

INTERTEC COMPONENTES ELETRÔNICOS LTDA. — Tel.: (011) 67-0582 — Rua Tagipuru, 235 — 11º andar — Gônj. 115 — SÃO PAULO, SP — CEP

MEC ELETRÔNICA COMERCIAL LTDA. — Tel.: (011) 223-7766 — Rua Santa Ifigênia, 218 — SÃO PAULO, SP — CEP 01207



servar a figura 4 que contém a placa de circuito impresso, onde serão fixados os componentes.

Seguindo as indicações da placa, solde inicialmente os resistores R1 a R11.

OBS.: Alguns deles deverão ser soldados em pé, isto é, na posição vertical em relação à placa.

Solde os *jumpers* J1 e J2, usando para isso dois pedaços de fio 22 AWG.

Solde os capacitores C1 a C12, reparando que C10 e C12 são eletrolíticos, e por isso devem ser corretamente posicionados.

Solde os transistores Q1 a Q3, verificando a correta distribuição de seus terminais pela figura 5.

Os componentes até aqui citados devem ser fixados rentes à superfície da placa e ter seus excessos de terminais cortados após a soldagem; tal, porém, não é o caso dos transistores: solde-os afastados da placa e evite o seu sobreaquecimento.

Solde agora a chave CH1, tomando cuidado para que ela fique com seu corpo rente à placa de circuito impresso.

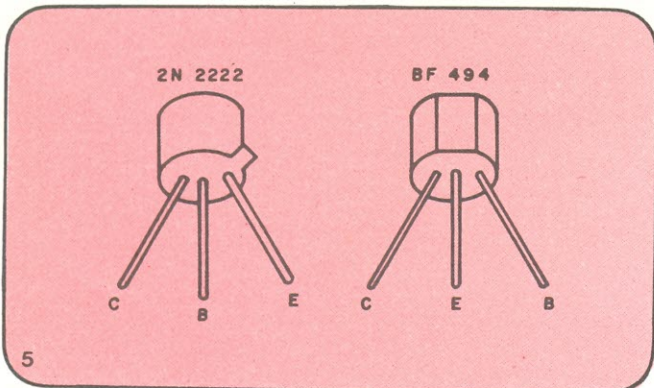
Solde o transformador T; para isso, faça coincidir a marcação feita no corpo deste, com a marcação da placa impressa.

OBS.: O terminal central do trafo não é usado.

Solde agora L1, tomando cuidado de antes raspar seus terminais até que fiquem brilhantes.

Por último, solde o cristal, com muito cuidado na sua manipulação, pois ele é muito sensível a choques e ao calor. Portanto, seja breve na soldagem.

Corte dois pedaços de fio 22 AWG de aproximadamente 5 cm cada e solde-os aos pontos 5 e 6 e ao alto-falante.



Solde o fio vermelho vindo do conector da bateria ao ponto 8 da placa.

Solde o fio preto vindo do conector da bateria ao ponto 7 da placa.

Corte dois pedaços de fio 22 AWG de 2,5 cm e solde um lado de cada um deles ao ponto CH3 da placa e o outro lado de ambos à chave H-H miniatura.

Solde um pedaço de mais ou menos 5 cm de fio 22 AWG ao ponto ANT da placa.

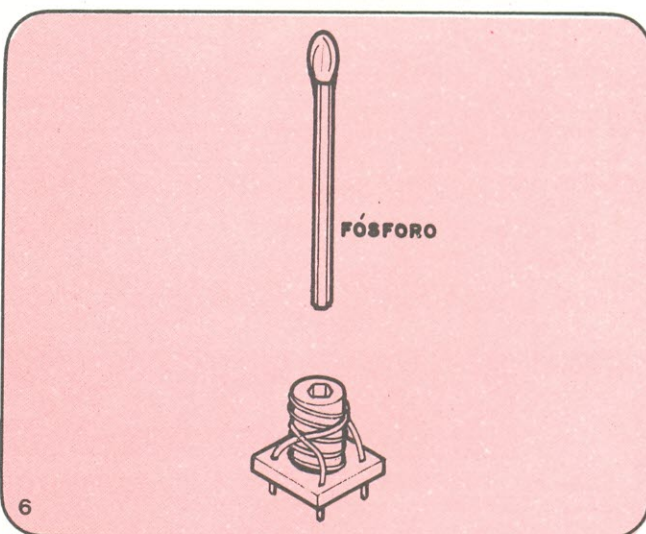
OBS.: Todos os fios devem ter suas pontas descascadas em mais ou menos 0,5 cm.

Calibração

Concluída e revisada a montagem elétrica, você já pode colocar a bateria de 9 V em seu devido suporte. Não feche ainda o aparelho, faremos agora a calibração do mesmo.

Para calibrá-lo você precisa de uma ferramenta muito peculiar no meio eletrônico: um palito de fósforo (ou uma chave de calibração).

Ligue o aparelho (apenas um). Você deverá ouvir um chiado característico de rádio fora de sintonia. Isso indica que o receptor está funcionando. Ligue o outro aparelho;



este deve apresentar o mesmo chiado descrito antes.

Agora verificaremos se o *kit* está transmitindo; para isso, você deve afastar os *walkie-talkies* uns dois metros um do outro. Em apenas um você deverá apertar o botão para transmissão e falar no microfone. Com isso, o chiado característico do outro aparelho deverá sumir e dar lugar a sua voz.

Repita este procedimento com o outro aparelho.

Caso ambos estejam funcionando corretamente, você usará agora o palito de fósforos para ajustar o núcleo das bobinas L1. Observe a figura 6.

Com um dos aparelhos em transmissão, ajuste o núcleo do aparelho receptor para o melhor sinal possível no alto-falante. Depois de conseguido um som limpo, livre de distorção, vá afastando o transmissor e retocando o núcleo de L1 no receptor. Faça isso para ambos os aparelhos, alternando-os na função de receptor e transmissor, até que fiquem o mais bem calibrados possível.

Montagem mecânica do kit

Para maior clareza neste item, siga a figura 7.

Comece esta etapa colocando o pano ortofônico no seu devido lugar, isto é, pelo lado de dentro da caixa, entre o alto-falante e o furo, para a passagem do som.

OBS.: Não cole ainda o pano.

Coloque a chave H-H mini no furo correspondente (lado superior direito da caixa) usando para fixá-la dois parafusos M2 x 12 mm.

Fixe a antena no sulco situado à esquerda da placa (vide figura 7).

Coloque o alto-falante no lugar indicado pela figura 7, logo acima do pano ortofônico. Com uma lâmina de barbear ou mesmo uma tesoura, corte as sobras do pano, bem rente à junção do alto-falante com a caixa. Use uma cola bem forte (à base de ciano-acrilato por exemplo), para fixar o alto falante.

Fixe a placa no seu devido lugar, usando apenas o parafuso de fixação do lado superior direito.

Relação de material

RESISTORES

R1 — 10 k (marrom-preto-laranja)
R2 — 12 k (marrom-vermelho-laranja)
R3 — 47 (amarelo-violeta-preto)
R4 — 3,9 k (laranja-branco-vermelho)
R5 — 3,9 k (laranja-branco-vermelho)
R6 — 220 k (vermelho-vermelho-amarelo)
R7 — 5,6 k (verde-azul-vermelho)
R8 — 150 k (marrom-verde-amarelo)
R9 — 100 (marrom-preto-marrom)
R10 — 22 (vermelho-vermelho-preto)
R11 — 10 (marrom-preto-preto)
Todos os resistores têm os valores em ohms e são de 1/8 ou 1/4 de watt.

CAPACITORES

C1 — 15 pF/16 V (cerâmico)
C2 — 10 nF/16 V (cerâmico)
C3 — 27 pF/16 V (cerâmico)
C4 — 4,7 nF/16 V (cerâmico)
C5 — 4,7 pF/16 V (cerâmico)
C6 — 4,7 nF/16 V (cerâmico)
C7 — 47 nF/16 V (cerâmico)
C8 — 68 nF/16 V (cerâmico)
C9 — 4,7 nF/16 V (cerâmico)
C10 — 33 µF/16 V (eletrolítico)
C11 — 22 nF/16 V (cerâmico)
C12 — 220 µF/16 V (eletrolítico)

SEMICONDUCTORES

Q1 — BF 494 (transistor)
Q2 — 2N2222 (transistor)
Q3 — 2N2222 (transistor)

DIVERSOS

L1 — indutor de RF
T1 — transformador de impedância
AF — alto-falante, 8 Ω, 2"
CR1 — cristal oscilador de quartzo, *overtone* 3º modo, f = 27,035 MHz
ANT — antena telescópica 1,5 m
CH1 — chave de tecla s/trava, 4 pólos x 2 posições
CH3 — chave H-H mini
15 cm de fio 22 AWG
placa de circuito impresso NE3122
caixa plástica de poliuretano completa.
parafuso cabeça chanfrada M3 x 15 mm auto atarraxante
parafuso cabeça chanfrada M3 x 10 mm AA
parafuso cabeça chanfrada M2 x 12 mm AA (2)
clip p/ bateria
pedaço de pano ortofônico 5 x 5 cm
bateria de 9 V
parafuso p/ fixação da antena



TRIO- KENWOOD

INSTRUMENTOS DE ALTA PRECISÃO

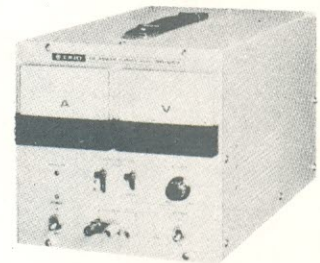
VT-155 Voltímetro Eletrônico Automático

Instrumento para uso de leitura dos volts AC e decibéis. Seu funcionamento, para mudança de nível de entrada é automático.
Faixa de medição: 1 mV 300 V F.S.
Resposta de frequência: 10 Hz 1 MHz
Impedância de entrada: 10 Mohm 45 PF.



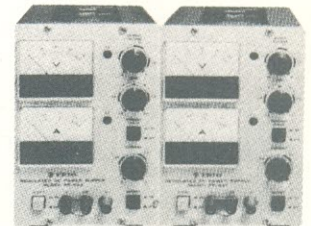
PR-657 Fonte de alimentação regulável

Tendo em vantagem de poder ajustar corrente e voltagem à posição desejada. Tendo indicador para excesso de corrente. Excelente para proteger aparelho em execução.
Voltagem de 0 - 30V/7A.
Controle remoto.



PR-653 — PR-651 Fonte de alimentação regulável

Aparelho possibilitado para ajustar corrente. Conjugado de ajuste fino para voltagem exata. Em painel frontal composto de 2 lâmpadas que facilita a visualização de curto circuito e excesso de consumo.
Saída de voltagem e corrente.
0 ~ 35 V/1,5 A (PR-651: 0 ~ 18 V/1,5 A)

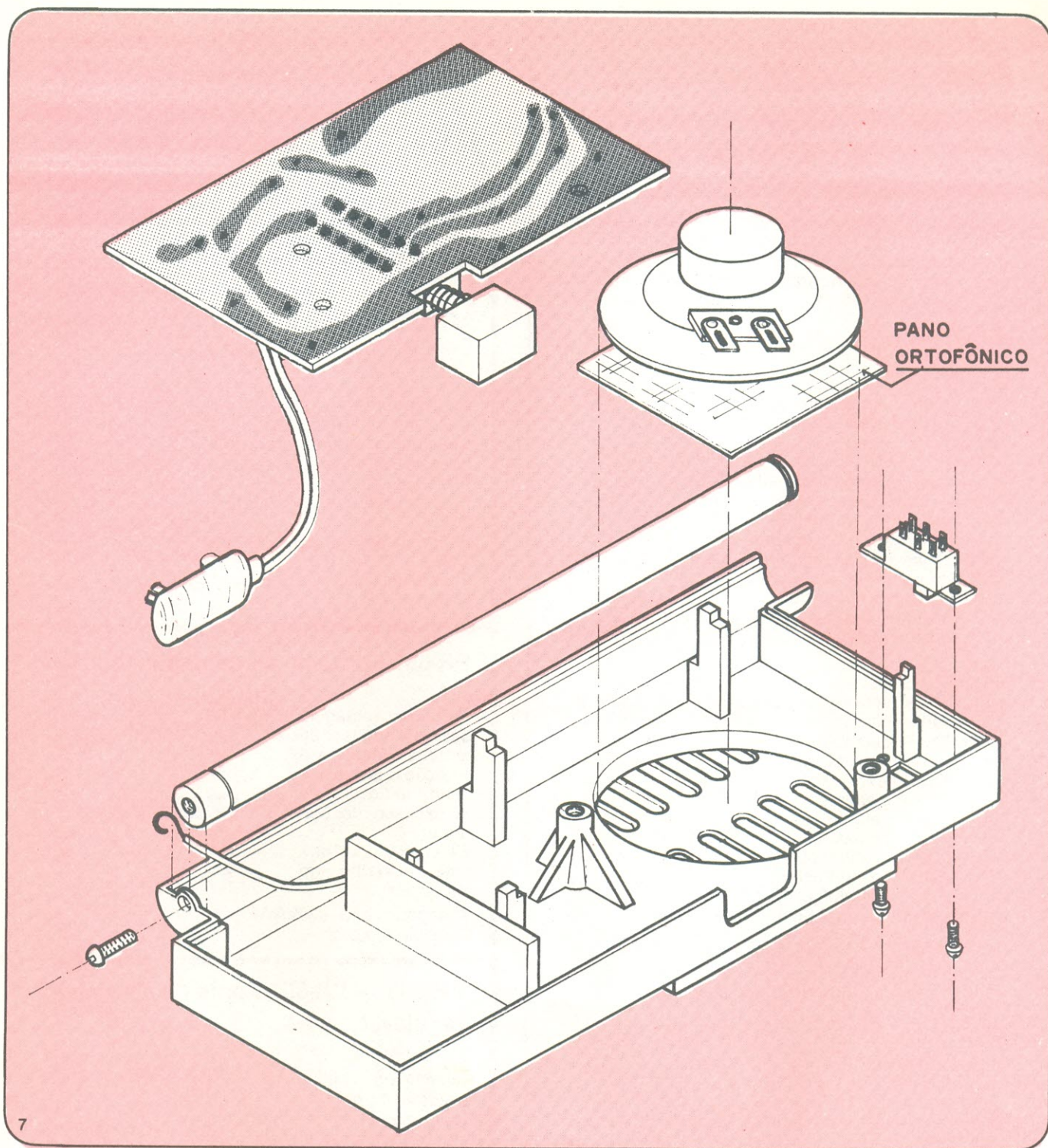


UNICOPA

IMPORTAÇÃO E EXPORTAÇÃO LTDA.

Rua da Glória, 279 - 5º andar - Cj. 52

Tel: 279-5811-Tronco-Telex (011) 25260 UNIX-BR



Vista geral explodida da montagem de um Walkie-Talkie

Este kit, assim como os demais kits Nova Eletrônica, podem ser adquiridos, prontos para montar, na Filcres e em todos os representantes espalhados pelo Brasil. Consulte sempre as últimas páginas de cada número da Nova Eletrônica para manter-se informado sobre kits e representantes.

CHAVE FOTOSSENSÍVEL

Equipe técnica NOVA ELETRONICA

O MINI-KIT deste mês é mais uma idéia "luminosa" de nossa equipe de laboratório: uma chave sensível à luz para, por exemplo, ligar automaticamente as lanternas de um carro ao escurecer do ambiente. E ainda com muitas outras possibilidades de aplicação, que relacionamos no artigo a seguir.

A idéia básica é simples, mas o resultado pode ser extremamente útil de muitas maneiras. O kit constitui-se de um fotossensor (no caso um fototransistor) que, ao perceber a queda da luminosidade ambiente, aciona um circuito, o qual acende as lanternas do automóvel. Essa queda de luminosidade pode ser causada tanto por fatores naturais (anoitecer, tempestade forte, eclipse) como artificiais (passagem por um túnel). Em qualquer das situações, a ação do circuito é sempre imediata, dentro do limite de sua sensibilidade, aliás, ajustável pelo montador. Se você neste instante está imaginando como fica o sistema caso o carro esteja na garagem (escura, é claro), não se preocupe: carro desligado = sistema desativado.

Como vê, não pode haver melhor solução para as pessoas "esquecidinhas".

Mas, evidentemente, não fizemos o kit pensando apenas nas possíveis distrações. A necessidade e a criatividade poderão determinar para ele inúmeras outras utilizações, sem necessidade de grande alteração no projeto inicial. Observe algumas sugestões práticas que imaginamos: acendimento automático das luzes externas da casa, alarmes, controle de sinalização noturna, acionamento e desacionamento automático de anúncios luminosos, etc.

Mais um detalhe: o acionamento das lanternas (no caso da aplicação em automóveis) é automático e instantâneo, isto é, assim que o sensor detecta insuficiência de lu-

miniosidade, elas são ligadas. Porém, o desligamento das lanternas (quando houver novamente luminosidade suficiente), apesar de automático não é imediato. Isso é proposital e veja porque: com o carro em movimento à noite há ocasionalmente incidência de feixes de luz sobre o mesmo, provenientes de postes de iluminação, faróis de outros veículos e outras fontes de luz. Bem, a incidência não continua desses feixes luminosos não provocará (e nem deveria) o desligamento das lanternas.

As lanternas só serão apagadas pelo sistema quando houver uma incidência de luz contínua e por um tempo superior a 30 segundos sobre o fotossensor. Ou então quando você desligar o carro, obviamente.

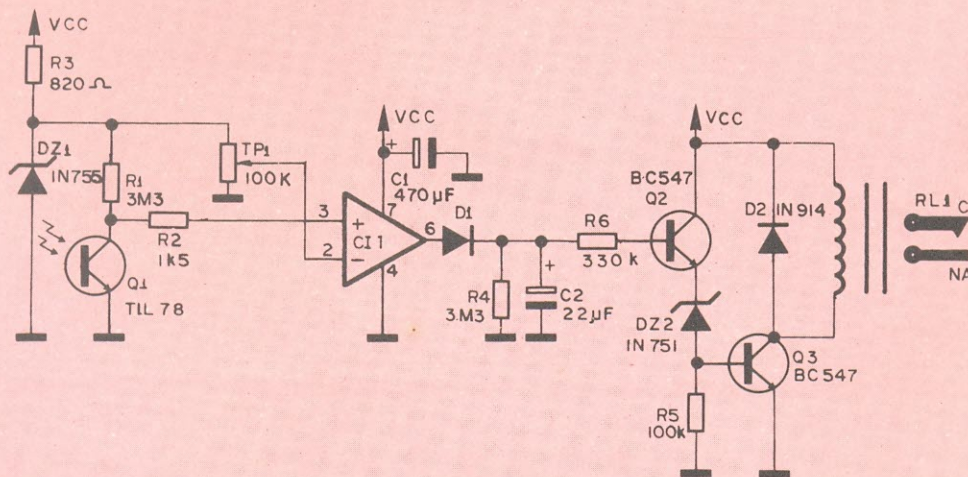
Descrição geral do circuito

Passemos agora ao circuito responsável por esse trabalho. Ele estará representado na figura 1, para que você acompanhe a explicação.

Antes de partirmos para a análise geral, algumas observações importantes sobre três partes vitais que compõem o circuito.

sensor (fototransistor) — Na ausência de luz, Q1, o fototransistor, apresenta uma alta resistência entre seu coletor e emissor (a luz incide sobre a base do mesmo). Tal resistência diminui com o aumento da luminosidade.

regulador de tensão — R3 e Dz1 formam um regulador de



tensão (7,5 V), de modo a garantir uma referência fixa de tensão às entradas do CI 741. Como a tensão da bateria varia constantemente, a ausência de regulação causaria uma oscilação na sensibilidade e conseqüentemente no bom funcionamento do circuito.

comparador — O circuito integrado CI1 (741) funciona como comparador, o que quer dizer: quando a tensão em sua entrada inversora é maior que a da entrada não-inversora, a saída apresenta um nível próximo de zero volt. Quando ocorre a condição inversa, sua saída mostra uma tensão próxima de VCC (alimentação).

Enfim, o funcionamento geral do circuito, que será estudado em duas etapas: com luz incidindo sobre o sensor e sem luz sobre o sensor.

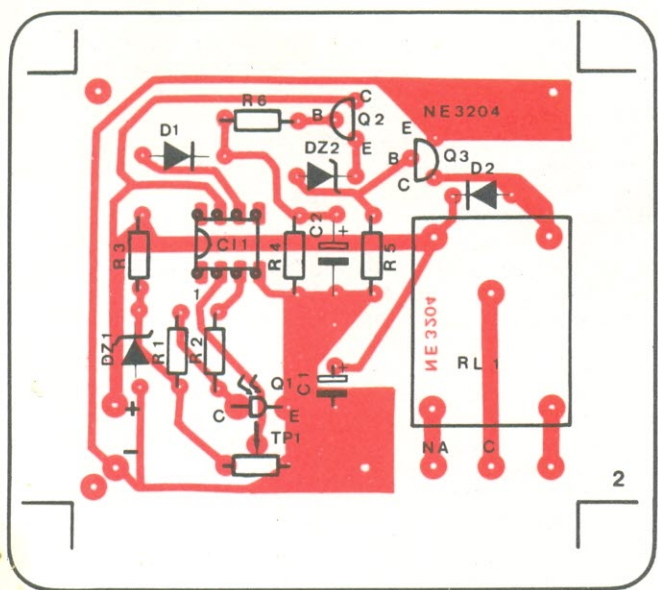
Com luz sobre o sensor — Nesta condição Q1 apresentará uma resistência baixa entre coletor e emissor; conseqüentemente teremos uma tensão baixa na entrada não-inversora do comparador. A referência (ajustada por TP1), responsável pela sensibilidade, deverá dar à entrada inversora uma tensão pouco maior que a encontrada na entrada não-inversora. Portanto, teremos na saída do comparador uma tensão próxima de zero, o que deixará Q2 no corte, não drenando corrente à base de Q3, este, conseqüentemente, também no corte. Com Q3 cortado, o relê não será acionado e as lanternas não acenderão.

Sem luz sobre o sensor — Nesta condição Q1 apresentará uma resistência alta entre coletor e emissor, provocando um aumento na tensão da entrada não-inversora do comparador. Em conseqüência, na saída do CI1 teremos um nível próximo de VCC, carregando C2 e fazendo Q2 conduzir. Assim, Q3 também conduzirá, acionando o relê que ligará as lanternas.

Se, por um motivo qualquer, houver incidência de luz sobre o sensor, a saída do comparador irá para zero, mas a descarga imediata de C2 será bloqueada por D1. Por isso, C2 se descarregará lentamente através de R4 e de Q2, até que a tensão em R5 não mais dê condições para Q3 conduzir, fazendo-o entrar em corte e conseqüentemente desligando o relê. Todo esse processo dura aproximadamente 30 segundos e se durante este tempo cessar a incidência de luz, o capacitor se carregará imediatamente e só reiniciará o descarregamento com a incidência de um novo feixe luminoso. É isto que faz com que o circuito fique imune às influências devidas aos faróis de carros e luminárias das ruas, quando o carro está em movimento.

A montagem da chave fotossensível

A figura 2 mostra a placa de circuito impresso onde você fixará os componentes eletrônicos no mini-kit.



**FABRICAÇÃO DE
ANTENAS E TORRES
PARA
RADIOCOMUNICAÇÃO**



“ARS” - ELETRÔNICA INDUSTRIAL LTDA.
O SÍMBOLO QUE É UMA
GARANTIA DE QUALIDADE
RUA MONTE CARLO, 183 - VELEIROS
SANTO AMARO - SÃO PAULO
FONES: 247-4210 - 548-0558 - CEP 04773



Comece soldando os resistores nos locais indicados, conferindo seus valores com a lista de material e cortando seus excessos de terminais.

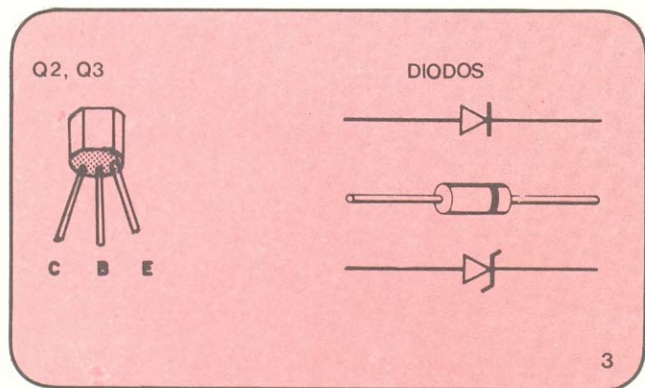
Solde os capacitores C1 e C2 posicionando-os corretamente segundo sua polaridade, uma vez que são eletrolíticos.

Tome por base a figura 3 para posicionar os diodos D1, D2, Dz1 e Dz2. Solde-os e corte seus excessos de terminais, a seguir.

Também a partir da figura 3, identifique os terminais de Q2 e Q3 para soldá-los à placa.

Posicione e solde o circuito integrado CI1, de forma correta, fazendo seu pino 1 coincidir com a marcação da placa.

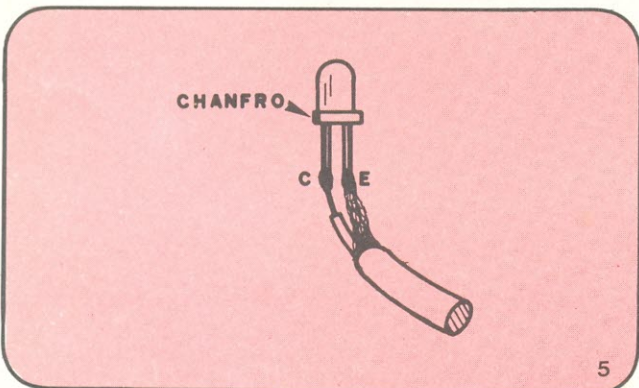
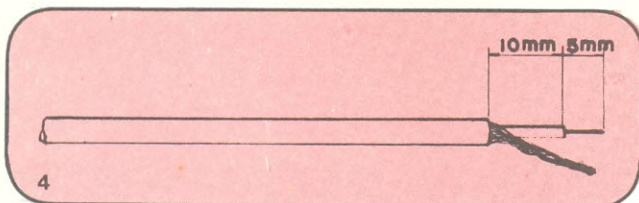
Por último, coloque corretamente o relê e solde-o à placa.



Passe, então, às ligações externas da placa.

Ligação do sensor (fototransistor):

- desencape as duas extremidades do cabo blindado e junte a malha de blindagem como mostra a figura 4;
- estanhe as duas pontas do cabo central e as duas blindagens;
- solde o fio central de uma das extremidades do cabo blindado ao ponto da placa reservado ao coletor do fototransistor (Q1), fazendo o mesmo com a malha no ponto reservado ao emissor;
- no outro extremo do cabo, solde o fototransistor, de tal modo que o coletor seja soldado ao fio central e o emissor à malha do cabo (veja a figura 5).



- isole os terminais do fototransistor com fita isolante ou adesiva.

Ligação do fio da chave:

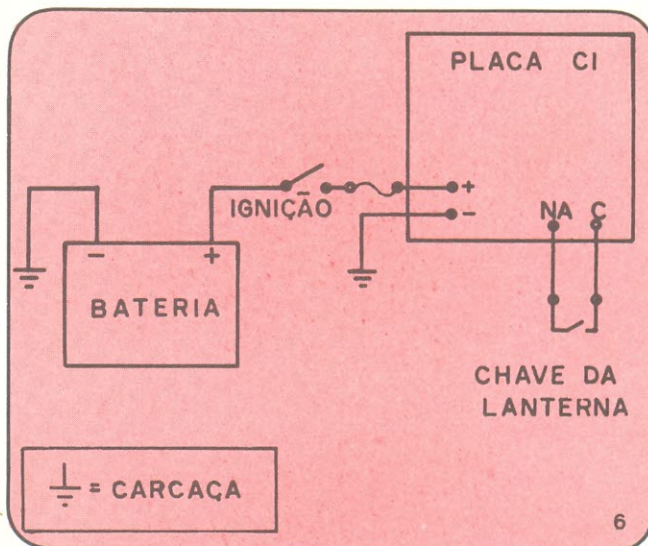
- tome o cabo duplo de bitola 20 AWG e desencape suas quatro pontas em 10 mm;
- estanhe as duas pontas de um dos lados do cabo e solde-as aos pontos NA (normalmente aberto) e C (comum) do relê.

Ligação do fio de alimentação:

- tome o fio duplo de 22 AWG e desencape suas quatro pontas em 10 mm;
- estanhe as duas pontas de uma das extremidades e solde o fio vermelho ao ponto "+" da placa e o fio preto ao ponto "-"

Instalação do kit

O esquema das ligações na instalação da chave fotossensível está na figura 6.



Ligue o fio vermelho proveniente do ponto "+" da placa a algum ponto que apresente o positivo da bateria controlado pela chave de ignição do carro. Geralmente a buzina e o limpador do pára-brisa não funcionam com o carro desligado; caso isto ocorra em seu carro, você terá após os respectivos fusíveis destes equipamentos, boas opções para ligação do nosso aparelho.

O fio preto deve ser ligado à carcaça do veículo (a algum parafuso que faça conexão com a carcaça).

Os fios provenientes dos terminais do relê (NA e C) deverão ser ligados à chave de ligação das lanternas.

Antes de fixar a placa a algum lugar no carro, isole o circuito impresso com fita adesiva ou fita isolante.

Fixe o fototransistor ao pára-brisa do carro, de preferência próximo ao painel e mais ou menos no centro do vidro.

Ajuste da sensibilidade

A sensibilidade do circuito (a escuridão necessária para que ele ligue a lanterna) é ajustada através de TP1. Esta sensibilidade deve ser regulada da seguinte forma:

- 1 — Espere até que o dia apresente um grau insuficiente de luminosidade, no qual você ache necessário o acendimento das lanternas.
- 2 — Coloque o carro num ambiente aberto, tal que o sensor fique exposto a esse grau de luminosidade.
- 3 — Ligue o carro e gire totalmente o trimpot TP1 no sentido anti-horário. Se as lanternas estiverem acesas, espere uns 30 segundos até que elas se apaguem.
- 4 — Gire bem lentamente o trimpot no sentido horário e pare assim que as lanternas traseiras acenderem.

Para certificar-se do funcionamento do kit, ligue uma

lanterna manual sobre o sensor e deixe a luz incidir por um tempo maior que 30 segundos. Após este período as lanternas apagarão e, assim que você desligar a lanterna de mão, as lanternas do carro acenderão novamente.

Atenção: não aumente o comprimento do fio sensor, pois isto prejudicará o bom funcionamento do circuito.

Cuidados especiais

Casualmente, devido à trepidação do carro, poderá haver variação no valor de TP1, o que conseqüentemente variará a sensibilidade do circuito. Para resolver este problema, reajuste a sensibilidade e fixe o cursor do trimpot com parafina derretida ou esmalte.

Se o circuito se apresentar instável, isto poderá ser devido à influência da luz interna do carro. A solução para isso está em fixar o sensor ao pára-brisa com fita isolante ou qualquer outra fita adesiva não transparente.

Outras utilizações

Caso você deseje dar uma outra utilização à chave fotossensível, fora da que apontamos, proceda da seguinte maneira:

- providencie uma fonte de tensão de 12 volts CC (pode também ter de 10 a 15 VCC) e ligue seus terminais aos pontos "+" e "-" do circuito.

- à chave que você desejar controlar pela luminosidade, ligue os fios provenientes dos contatos do relê (NA e C).

Há também a opção do contato normalmente fechado do relê (NF, ao lado do ponto C), com o qual o sistema funcionará de modo inverso:

com luz — chave fechada

sem luz — chave aberta.

Caso você deseje tirar o atraso de desligamento do circuito, retire C2. Se desejar aumentar o atraso, aumente o valor de R6 e se quiser diminuí-lo, diminua o valor de R6 ou de C2.

Este kit, assim como os demais kits Nova Eletrônica, podem ser adquiridos, prontos para montar, na Filcres e em todos os representantes espalhados pelo Brasil. Consulte sempre as últimas páginas de cada número da Nova Eletrônica para manter-se informado sobre kits e representantes.

As dicas estão dadas. Aproveite para usar a **chave fotossensível** onde imaginar, ou aceite nossa sugestão de aplicação para o seu carro.

Lista de material

RESISTORES

R1 — 3,3 M (laranja-laranja-verde)
R2 — 1,5 k (marrom-verde-vermelho)
R3 — 820 (cinza-vermelho-marrom)
R4 — 3,3 M (laranja-laranja-verde)
R5 — 100 k (marrom-preto-amarelo)
R6 — 330 k (laranja-laranja-amarelo)
TP1 — 100 k (trimpot)

CAPACITORES

C1 — 470 μ F/16 V (eletrolítico)
C2 — 22 μ F/16 V (eletrolítico)

SEMICONDUCTORES

D1 — 1N914 ou 1N 4148 (diodo)
D2 — 1N914 ou 1N 4148 (diodo)
Dz1 — 1N 755 ou 1N 4737 (zener 7,5 V)
Dz2 — 1N 751 ou 1N 4733 (zener 5,1 V)
Q1 — TIL 78 (fototransistor)
Q2 — BC 547 ou BC 237 (transistor)
Q3 — BC 547 ou BC 237 (transistor)
CI1 — LM 741 (circuito integrado)

DIVERSOS

RL1 — RU101012 (relê)
1 m de solda trinúcleo
1,5 m de cabo flexível duplo preto 20 AWG
1,5 m de cabo flexível duplo preto e vermelho 22 AWG
1 m de cabo blindado 24 AWG
1 placa de circuito impresso NE 3204
1 manual de instruções

BRASITONE

Em Campinas

O mais completo e variado estoque
de circuitos integrados C-MOS, TTL,
Lineares, Transístores, Diodos,
Tirístores e Instrumentos Eletrônicos

KITS NOVA ELETRÔNICA

Rua 11 de Agosto, 185 — Campinas — Fone: 31-1756

PROBLEMA É SEU

Paulo Nubile

Os Aparelhos eletrônicos e suas formas de onda

Um belo dia Anastácio, o relapso, saiu por aí com seu osciloscópio verificando as formas de onda de saída dos aparelhos eletrônicos que ele tem em casa ou daqueles que estão à mostra nas casas dos amigos e vizinhos.

Desenterrou rádios antigos, abriu relógios digitais, fuçou o televisor, o aspirador de pó, a torneira elétrica, o telefone. Enfim, fez o diabo.

O resultado dessa aventura foi uma coleção de formas de onda que reproduzimos aqui.

Lá foi Anastácio, todo cheio de si, mostrar as formas de onda para os amigos. Mas logo o primeiro já foi falando:

— Mas, Anastácio, você esqueceu de anotar os aparelhos do lado de cada forma de onda.

E Anastácio respondeu:

— É mesmo, bicho!

O amigo pensou que Anastácio lembrasse de tudo, já que foi ele quem colheu as formas de onda. Mas Anastácio é um relapso e não lembra de nada.

Anastácio, desesperado, “escreveu para a revista” à procura de um leitor interessado em ajudá-lo.

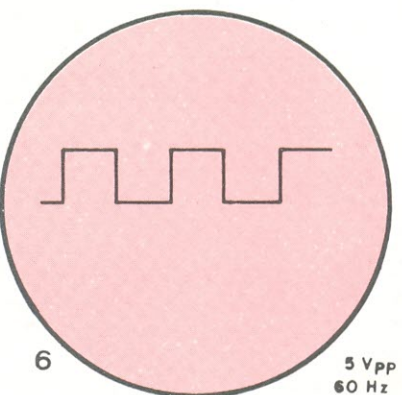
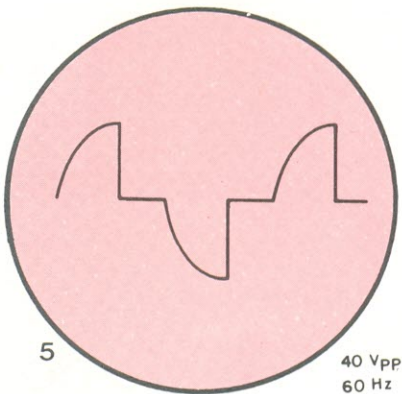
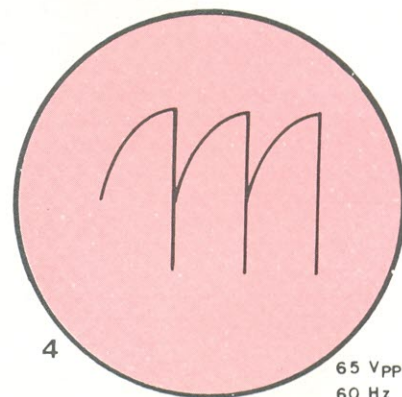
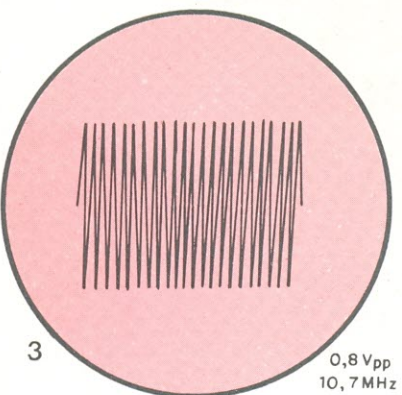
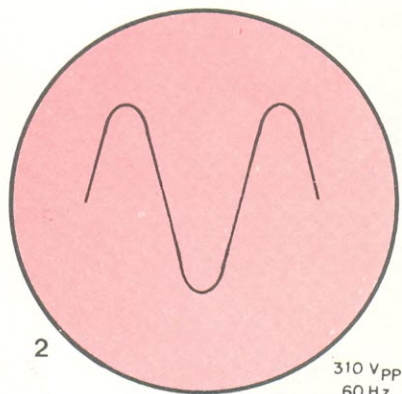
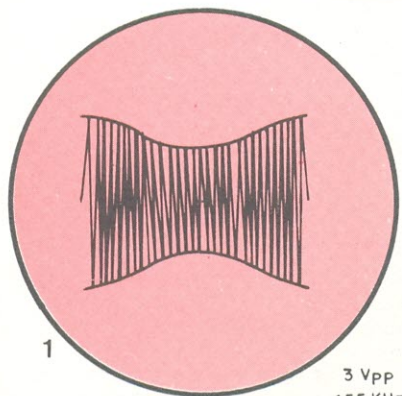
O leitor é você e o problema é seu. Coloque no espaço pontilhado os números dos aparelhos relacionados no quadro:

Quadro de aparelhos eletroeletrônicos domésticos:

Televisor
Receptor AM
Receptor FM
Relógio digital
Aspirador de pó
Kit controlador de potência da Nova Eletrônica

Solução do número anterior

A-4,5 W • B-5,33 W • C-6,0 W • D-5,76 W • E-5,76 W • F-5,33 W • G-Máxima transferência de potência para o caso C.



A ELETRÔNICA DOS Circuitos Básicos

Paulo Nubile

Há alguns anos os circuitos integrados eram novidade e os circuitos que eram projetados baseados neles eram sempre experimentais. Mas alguns se mostraram tão eficientes que a prática os consagrou. Esses circuitos são considerados os circuitos básicos integrados.

Alguns deles já foram analisados nesta série, como os multivibradores astável e monoestável construídos com o integrado 555. Neste artigo analisaremos circuitos construídos a partir dos integrados mais famosos, como o 741, os 78XX e o próprio 555.

Nos fins da década de 50 e início da década de 60 a eletrônica passou por mais um período revolucionário: o do circuito integrado. As técnicas de construção de junções e camadas semicondutoras evoluiu a tal ponto que se tornou possível construir circuitos com 10 ou 20 transistores num substrato de um milímetro quadrado.

Rapidamente a indústria começou a produzir integrados em profusão e várias linhas foram desenvolvidas. Hoje os integrados podem ser divididos em dois grandes grupos: os integrados lineares e os digitais. Os integrados lineares são aqueles usados para a amplificação, geração de senóides, ondas triangulares, filtragem etc. Os integrados digitais são os responsáveis pelo processamento de dados lógicos. Na primeira categoria os mais famosos são o 555 (timer), o 741 (amplificador operacional) e os 78XX (reguladores de tensão). Nos integrados digitais destacam-se o 7400, o 7490, o 7447 e alguns outros das famílias TTL e CMOS.

Começaremos abordando os integrados lineares e no próximo mês a conclusão com os integrados digitais.

Circuitos à base de operacional 741

O nome amplificador operacional deriva da possibilidade de se conseguir implementar a partir dele diversas operações analógicas, manipulando

convenientemente suas características de funcionamento através de elementos de realimentação. O amplificador de acordo com suas ligações externas (tipo de realimentação) está apto a desempenhar uma grande variedade de funções.

Antes da análise dos circuitos é conveniente enumerar algumas das propriedades do amplificador operacional.

Um circuito integrado é a condensação num pequeno substrato de material semicondutor de um circuito bem complexo, com vários transistores ...

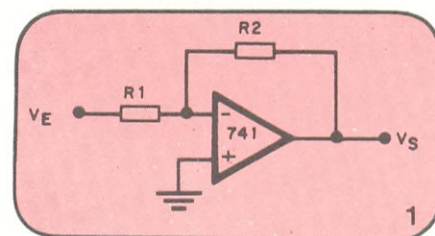
1 — Dispõe de duas entradas (uma inversora e outra não inversora) e uma saída.

2 — A impedância de entrada é altíssima enquanto a de saída é baixíssima.

3 — O ganho em tensão é altíssimo (infinito no caso ideal).

Só essas propriedades conferem ao amplificador operacional um comportamento capaz de dar-lhe aplicações úteis.

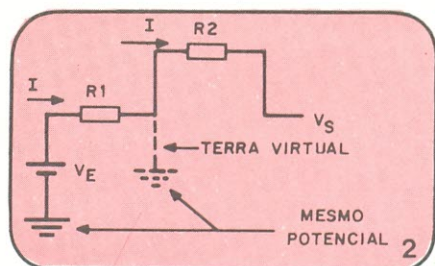
A figura 1 mostra o circuito básico de um amplificador inversor, isto é, o



Amplificador inversor a operacional.

amplificador cujo ganho é negativo. Seu funcionamento pode ser entendido, em linhas gerais, da seguinte maneira.

O fato de que a impedância de entrada é muito grande e o ganho em tensão também é muito grande dá origem a uma propriedade conhecida como "terra virtual" ou seja, o potencial da entrada não inversora, que é ligado à terra, aparece na entrada não inversora. E tudo se passa como se a entrada não inversora fosse o ponto de terra. O que é interessante nisso tudo é que a corrente de entrada não escoar para o terra virtual, ela é enviada para a saída por R2. Observe a figura 2, aí está o circuito equivalente do amplificador inversor (substituição do operacional pelo bloco imagem do ponto de terra virtual).



Circuito equivalente com o terra virtual.

Por esse circuito a corrente I pode ser determinada pela fórmula:

$$I = V_E / R_1$$

... por isso os circuitos construídos à base dos integrados são bem mais simples, toda a complicação foi embutida.

Como a tensão entre terra e terra virtual é nula, toda a tensão V_e cai sobre R_1 , justificando a fórmula acima.

A mesma corrente flui por R_2 , a tensão de saída é dada por

$$V_s = -R_2 I$$

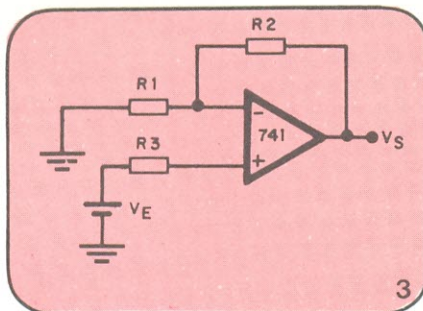
$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e$$

O ganho do circuito é dado pela razão V_s/V_e e vale

$$A = -\frac{R_2}{R_1}$$

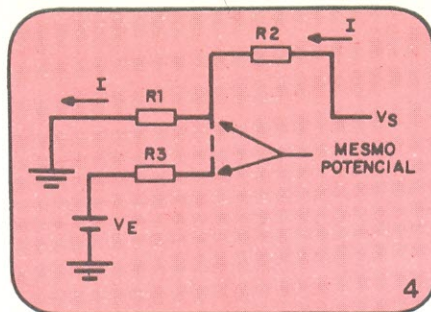
Esse circuito tem algumas vantagens notáveis. A primeira delas é a de que o ganho do circuito só depende de dois componentes R_2 e R_1 , não depende da polarização do amplificador e não é afetado por ruídos da fonte de tensão. Introduzindo um potenciômetro em R_2 , por exemplo, teremos um amplificador de ganho linearmente variável (se o potenciômetro for linear) ou de ganho logaritmicamente variável (se for logaritmico). Outro detalhe: a substituição do integrado, caso ele venha a apresentar qualquer defeito, não influi na performance do amplificador. Isso já não ocorre num amplificador transistorizado por exemplo, onde a substituição de um transistor pode ser tão catastrófica que o circuito não funciona mais.

Como já disse, o amplificador é inversor. Isso pode ser uma vantagem, mas também pode ser uma desvantagem, dependendo da aplicação. Por isso existe uma montagem alternativa de um amplificador construído com um operacional numa montagem não inversora. Ela se encontra na figura 3.



Amplificador não inversor a operacional.

Para a análise desse circuito também fazemos uso do modelo de terra virtual que se encontra na figura 4. A corrente que circula pela malha de entrada depende apenas dos valores de R_3 e R_1 e vale:



Circuito equivalente da figura 3.

$$I = \frac{V_e}{R_1 + R_3}$$

Como a impedância de entrada do amplificador operacional é muito grande, praticamente infinita, toda essa corrente I que circula por R_1 é drenada pelo elo de realimentação da saída. Então essa corrente atravessa R_2 . A tensão de saída será a soma das quedas em R_2 e R_1 :

$$V_s = I(R_1 + R_2) = \frac{V_e (R_1 + R_2)}{R_1 + R_3}$$

O resistor R_3 dá a possibilidade de fazer com que o circuito atue também como atenuador. Se R_3 fosse eliminado do circuito teríamos:

$$V_s = V_e (R_1 + R_2)/R_1 = V_e (1 + R_2/R_1)$$

O ganho em tensão é dado por V_s/V_e e valerá:

$$A = 1 + R_2/R_1$$

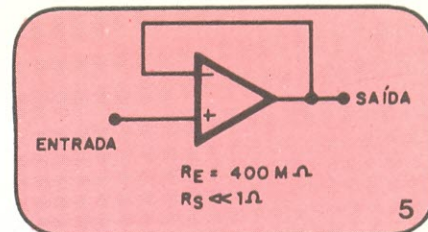
Os amplificadores operacionais foram assim chamados porque com eles é possível realizar eletronicamente algumas operações matemáticas.

Talvez a eletrônica não tenha ainda construído um dispositivo eletrônico mais versátil que o integrado 555.

Como R_2/R_1 é um número essencialmente positivo, o ganho nesse caso seria sempre maior que 1, ou seja, o circuito não tem chance de atuar como atenuador. Mas se R_3 for maior que R_2 o ganho será menor que 1. Normalmente tem-se colocado um potenciômetro ou trimpot de alto valor na posição de R_3 de tal forma que o ganho do circuito seja dado por:

$$0 \leq A \leq 1 + R_2/R_1$$

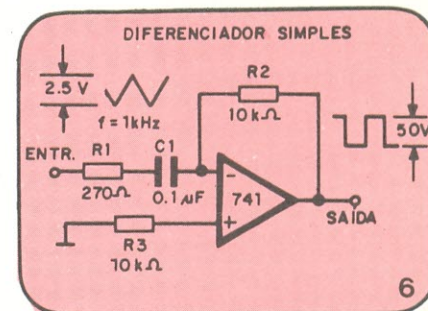
Existem mais três circuitos muito usados com amplificadores operacionais. O primeiro deles está na figura 5 e é conhecido como seguidor de tensão, um circuito muito útil para o casamento de impedâncias entre uma linha de alta resistência para uma linha de baixa resistência.



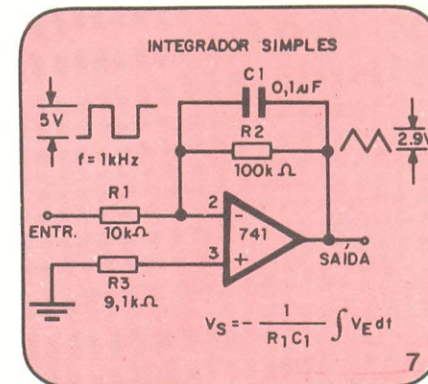
Seguidor de tensão. A tensão de saída é igual à tensão de entrada.

Como está especificado na figura, a resistência de entrada é superior a quatrocentos milhões de ohms enquanto a impedância de saída é bem menor que um ohm. Com isso o ganho em corrente do circuito é grande.

Nas figuras 6 e 7 estão os circuitos conhecidos como diferenciadores e integradores.



Diferenciador operacional.

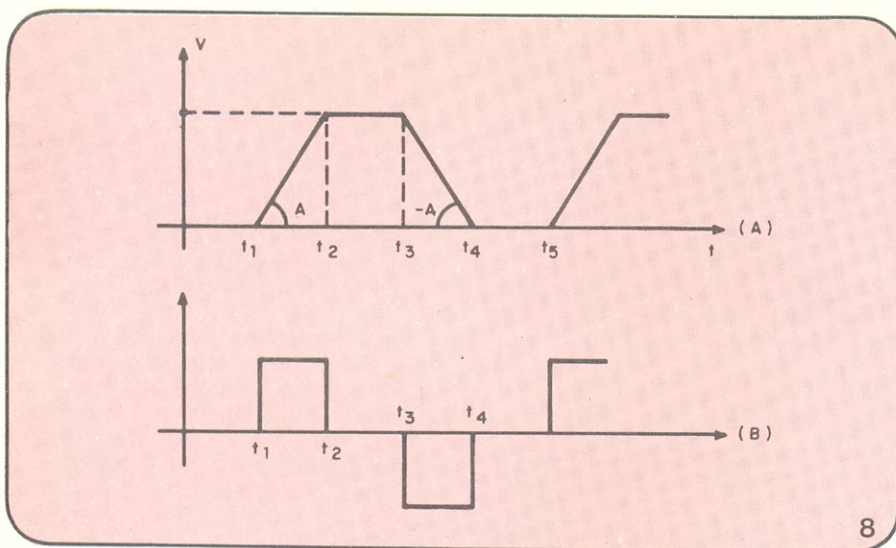


Integrador operacional.

Circuitos diferenciadores e integradores podem ser montados apenas com resistores e capacitores, mas nesse caso eles atuam bem apenas numa faixa de frequência. Os circuitos à base de amplificadores operacionais não apresentam esse tipo de inconveniente.

O circuito diferenciador, como o nome já explica, tem a finalidade de diferenciar os sinais de entrada. A diferenciação ou derivação é uma operação matemática um pouco complicada, mas ela pode ser entendida em linhas gerais analisando alguns sinais graficamente.

Tome, por exemplo, o gráfico da fi- ►



(A) forma de onda a diferenciar. (B) forma de onda diferenciada.

gura 8. Trata-se de um sinal um pouco esquisito não há dúvida mas ele é bem útil para estudar o efeito da diferenciação.

A derivada ou diferencial de um sinal é sempre proporcional à variação desse sinal com o tempo. Se o sinal varia rapidamente a derivada tem um valor grande se o sinal varia lentamente a derivada tem um valor pequeno. Graficamente isso significa que se a tangente da curva tem um valor alto a derivada é grande e se tem um valor baixo a derivada tem um valor pequeno.

Voltemos agora para o nosso sinal esquisito da figura 8. Entre todos os instantes de 0 a t_1 não há variação do sinal de entrada, ele é nulo em todos os pontos, a tangente à curva vale 0 e o sinal de um diferenciador deve ser nulo. Entre os instantes t_1 e t_2 a tangente à curva vale $\tan A$ e esse valor é constante em todos os pontos desse intervalo, logo, a saída do diferenciador deve apresentar um valor positivo e constante (vá acompanhando o sinal de saída do diferenciador através da figura 8B). Entre os instantes t_2 e t_3 novamente se repete o que havia entre os instantes 0 e t_1 , isto é, o sinal de entrada não varia (é constante e vale V nesse intervalo), a tangente à curva vale 0 e a saída do diferenciador é nula. Entre os instantes t_3 e t_4 acontece um fenômeno interessante: o ângulo entre a reta tangente e o eixo dos tempos vale $-A$, então o sinal de saída é proporcional à tangente de $-A$, que é um valor negativo.

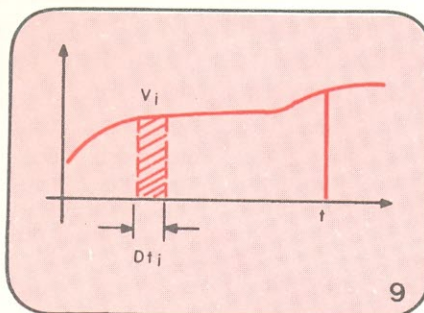
E isso acontece realmente na prática, observe o sinal de saída do diferenciador na figura 8B, entre t_3 e t_4 a tensão de saída tem um valor constante e negativo.

Na figura 6 está o circuito elétrico de um diferenciador a operacional. A

grandeza dV/dt é a derivada da tensão em relação ao tempo.

Os reguladores de tensão integrados se baseiam no mesmo princípio de funcionamento que os reguladores discretos, isto é, com o uso de zeners e amplificadores de erro.

A integral de um sinal é a área que este sinal forma com o eixo dos tempos. Ou seja, a cada pequeno intervalo t a tensão tem um valor constante e vale V (como mostra a figura 9) a soma de todos os produtos $V_i \Delta t_i$ num intervalo considerado é a integral do sinal em relação ao tempo.



O processo e integração matemática.

Matematicamente isso se expressa da seguinte forma:

$$\sum_{i=0}^{i=\frac{t}{\Delta t}} V_i \cdot \Delta t_i = \int_0^t V dt$$

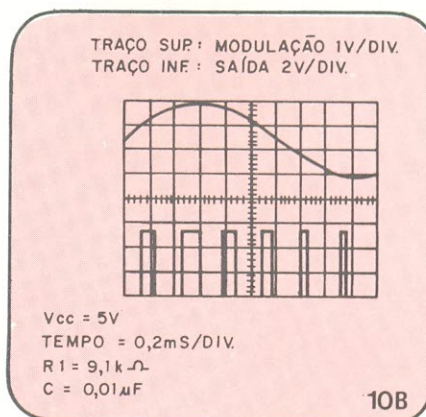
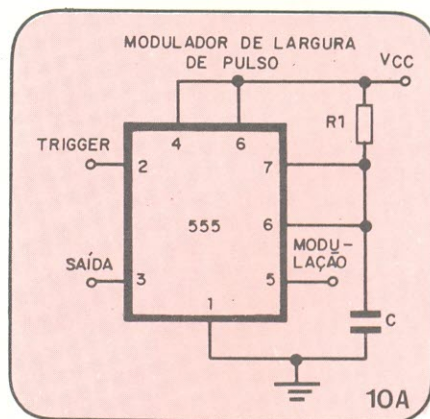
Na figura 7 se encontra o circuito integrador operacional. O sinal de saída V_s é proporcional à integral do sinal de entrada.

Das figuras 7 e 9 conclui-se que os circuitos diferenciadores operam de modo inverso em relação aos circuitos integradores. Uma onda quadrada é transformada numa triangular pelos integradores e uma onda triangular é transformada novamente numa onda quadrada pelos circuitos diferenciadores.

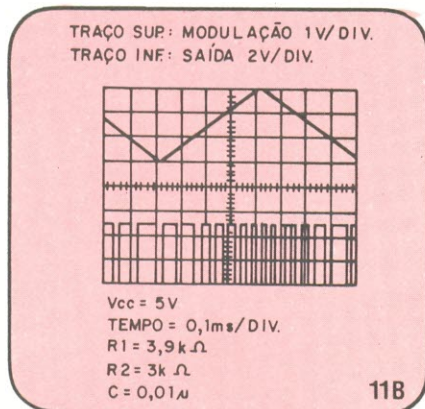
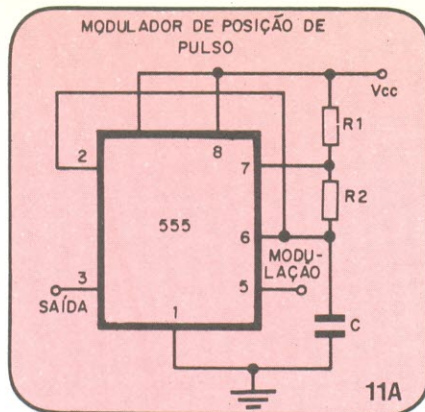
Circuitos à base do timer 555

O temporizador 555 é um dispositivo que serve para produzir atrasos de tempo ou oscilações, definidos por resistores e capacitores externos.

Nesta série já analisamos os multivibradores astável e monoestável (NE 45), mas existem outros circuitos bem difundidos como é o modulador de largura de pulso da figura 10. A entrada de modulação é usada para alterar a tensão de comutação dos amplificadores diferenciais de entrada; aumentando ou diminuindo essa tensão a largura dos pulsos aumenta ou diminui, como se pode ver da figura 10B.



Outra aplicação típica do integrado 555 é como um modulador de posição de pulso (figura 11). Um sinal de modulação é novamente aplicado ao terminal de controle de tensão (5). A posição dos pulsos varia com o sinal de modulação já que a tensão de disparo é variada. As formas de onda do modulador de pulsos podem ser anali-



sadas na figura 11B. No pico superior da onda triangular os pulsos têm frequência bem maior que no pico infe-

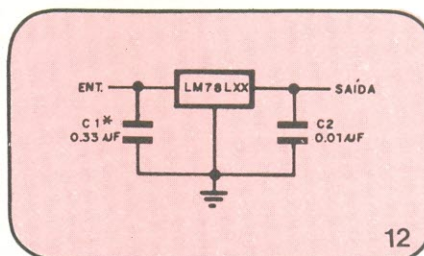
rior. O circuito também funciona como um modulador de frequência de pulso.

Na configuração astável o pino 5 é aterrado por um capacitor e nesse caso a frequência não depende da tensão de controle, que é mantida constante; com a utilização dessa entrada, a frequência varia de acordo com o sinal nela aplicado.

Circuitos à base dos reguladores de tensão 78XX

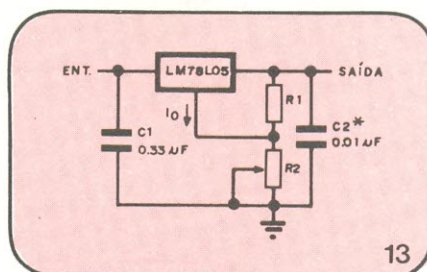
Os reguladores de tensão são circuitos integrados de três terminais com opções de saída regulada na faixa que vai dos 5 V aos 24 V. A tensão regulada de saída é determinada no instante de fabricação do integrado pela seleção de um resistor interno.

O circuito típico de aplicação dos integrados 78XX se encontra na figura 12. Os capacitores C1 e C2 atuam apenas como elementos de filtragem, enquanto todo o trabalho de regulação fica a cargo do integrado.



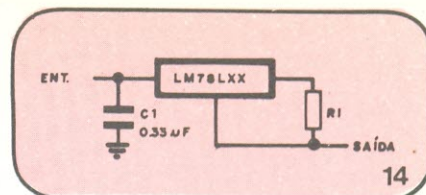
O regulador de tensão básico.

Mais alguns componentes e é possível construir uma fonte com tensão variável. No circuito da figura 13 a tensão pode variar desde 5V até tensões próximas à tensão de entrada. Existem circuitos um pouco mais complexos capazes de prover variações numa faixa bem mais ampla de tensões.



Regulador de tensão com saída variável.

Com um 78XX também podemos construir uma fonte de corrente. O circuito também é bem simples e sua performance é ótima para correntes relativamente pequenas. No circuito da figura 14 a corrente de saída é principalmente determinada pela tensão V₂₃ e carga R1 de saída. Existe, porém, mais uma parcela de corrente que sai do pino central e se soma à corrente que passa por R1; essa corrente é simbolizada por I_Q e é também uma cor-



Gerador de corrente.

rente estável já que a máxima variação constatável é de 1,5 mA sobre variações da tensão de entrada e de carga. Assim, a corrente de saída é dada por:

$$I_s = V_{23}/R1 + I_Q$$

Se o resistor R1 tiver um valor bem estável mesmo para grandes variações de temperatura, a corrente I_s será bastante estável, mesmo para variações grandes da carga de saída.

Conclusão

Os circuitos baseados nos integrados tendem a sofrer sucessivas mudanças acarretadas pelo desenvolvimento de novos circuitos integrados com novas linhas e tecnologias. Já existem no mercado os integrados monolíticos capazes de, sem ligações externas, fazer o mesmo que um 555 ou 741 fazem.

Num futuro não muito distante, assim como aconteceu com as válvulas e os transistores, os circuitos que analisamos neste artigo serão vistos como obsoletos.

ASSINE

NOVA ELETRONICA

Rua Hélade
nº 125
cep 04634
S. Paulo

NA QUALIDADE E NOS PREÇOS, NINGUÉM SUPERA A



Faça-nos uma consulta.
Grandioso estoque de peças
e componentes eletrônicos.

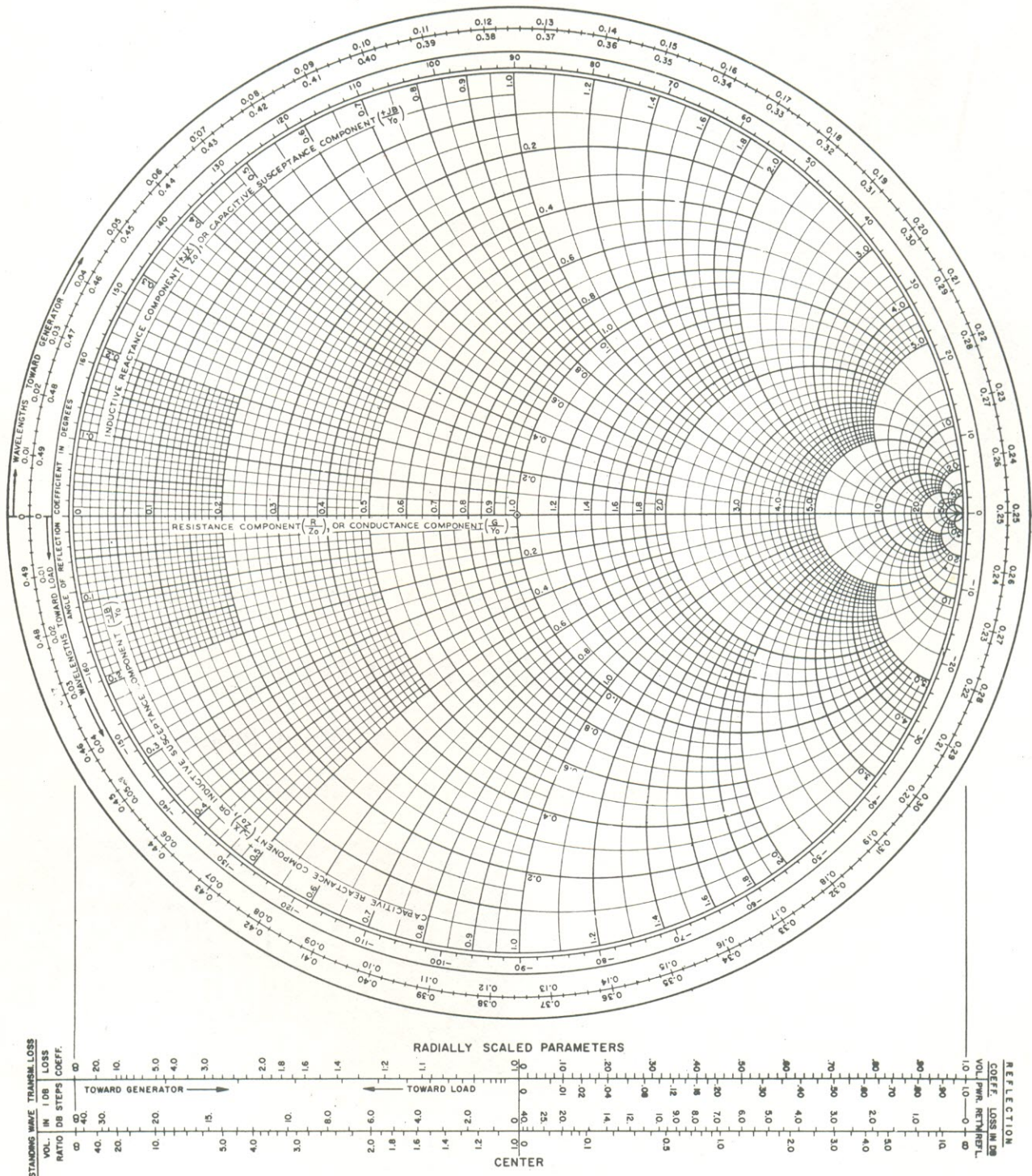
Comércio de
Materiais
Elétricos e
Eletrônicos Ltda.

country

Rua dos Campineiros, 289 - Moóca
São Paulo - Fone: 92-1887

a tabela do

MES



CARTA DE SMITH

A análise de linhas de transmissão pode ser feita com um método totalmente gráfico através do uso da carta ou diagrama de Smith. Com ela pode-se fazer cálculos como: a — coeficiente de onda estacionária b — impedâncias em qualquer ponto da linha c — atenuação em cada ponto da linha
A carta de Smith ainda pode ser usada para cálculos mais simples, como multiplicações, divisões e potenciação.

Idéias do lado de lá

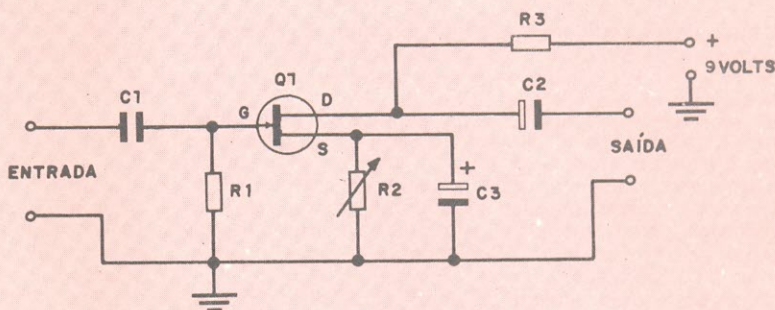
*Esta idéia nos foi enviada
por Erico A. Riegel, de Canguçu,
Rio Grande do Sul*

O Erico nos mandou seu "Pré-amplificador a FET para microfones de cristal", o qual, ele garantiu, dá outra vida aos microfones dessa categoria. Os componentes não são críticos, mas

é conveniente efetuar uma montagem compacta, com ligações curtas e blindadas entre microfone e pré e entre este e o amplificador.

Componentes

R1 — 3,3 M Ω 1/4 W
R2 — potenciômetro linear de 5 k Ω (ajustar para 4 V nos extremos de R3)
R3 — 4,7 k Ω - 1/4 W
C1 — 0,22 μ F
C2 — 10 μ F (se a entrada do amplificador for de baixa impedância, C2 pode ser de até 100 μ F)
C3 — 100 μ F
Ob.s: Todos os capacitores com 16 V de isolamento, no mínimo
Bateria — 9 V (ou seis pilhas de 1,5 V)
Q1 — 2N 3819 ou equivalente (FET)



MICROPROCESSADORES TRS80 INTERFACE CM80

Rádio Móvel Marítimo VHF e HF YAESU

Toda a linha SSB, UHF e VHF

Wattímetro, Cargas Bird e Drake

Frequencímetros YAESU

Instrumentos B&K

Antenas Móveis

Manipuladores

TK3-IK4

Pelo Melhor Preço

TS-130



Comercial Bezerra Ltda

KIT'S NOVA ELETRÔNICA COMPONENTES

Rua Costa Azevedo, 139 Fone: 232-5363 - Telex: 0222-456

Boeing e General Electric escolhidas para desenvolver turbinas de vento de grandes dimensões



A NASA, sob um programa criado pelo Departamento de Energia, selecionou a Boeing e a GE para projetar, construir, instalar e testar sistemas avançados de turbinas a vento. Caso o programa de desenvolvimento atinja seus objetivos e as máquinas sejam produzidas em quantidade, elas poderão gerar eletricidade a um custo comparável às fontes convencionais de energia. As turbinas, que serão instaladas em regiões de ventos moderados dos Estados Unidos, deverão ter potências da ordem de 4 megawatts e pás ou lâminas de 91 metros de envergadura.

Os locais selecionados deverão apresentar uma velocidade anual, média, de vento de 23 km/h, facilmente encontrados ao longo de todo o país. As turbinas estarão prontas até o final de 1983 e fornecerão energia elétrica ao público em geral. A finalidade dessas turbinas-piloto é a de avaliar a viabilidade econômica e as características operacionais dos grandes sistemas movidos a vento, operando juntamente com os sistemas normais de produção de energia elétrica.

A turbina de vento experimental (como é chamado o moderno moinho de vento gerador de eletricidade) faz parte do programa do Departamento de Energia americano de desenvolver sistemas geradores movidos a vento, como fonte suplementar de energia para a nação. O Centro de Pesquisas Lewis, da NASA, com experiência em aerodinâmica e estruturas, está dirigindo a parte do programa relacionada a sistemas de grande porte. Tanto que esse centro de pesquisas já está operando, para o Departamento de Energia, uma turbina de testes de 100 kW e 38 m de envergadura, próximo a Sandusky, em Ohio. Essa máquina é utilizada, no momento, para o teste de componentes e sistemas avançados que porventura tenham potencial para melhorar o desempenho e confiabilidade das grandes turbinas de vento.

Três versões de 200 kW do sistema de 38 m estão em operação nas usinas geradoras de Clayton, Novo México; de Block Island, Rhode Island; e de Culebra, Porto Rico. Uma quarta turbina está sendo construída pela Westinghouse, para ser acrescentada ao sistema gerador de eletricidade do Havaí.

Por outro lado, já se encontra em fase de teste, também, uma turbina de 2 MW e 61 m de envergadura, desenvolvida pela GE e que fornece energia para o Sistema Elétrico Cooperativo de Blue Ridge, na cidade de Boone, na Carolina do Norte. Para a mesma usina a Boeing está desenvolvendo uma turbina de 2,5 MW e 91 m de envergadura. Até o final deste ano, três máquinas desse tipo vão formar o primeiro banco americano de turbinas de vento, instalado em Goodnoe Hills, Washington, para a Usina Bonneville.

O Departamento de Energia está também investigando e desenvolvendo pequenas turbinas de 2 a 40 kW, que poderiam fornecer energia a fazendas ou casas instaladas no campo.

NOTÍCIAS DA NASA

Procura pela vida nas análises de meteoritos

Para um dos pesquisadores da Universidade de Maryland, um programa da NASA de pesquisas em meteoritos está fornecendo pistas sobre a origem da vida e da matéria orgânica em nosso universo. O pesquisador é o Dr. Cyril Ponnamperuma, diretor do Laboratório de Evolução Química daquela universidade, que conduziu uma equipe de cientistas na descoberta de aminoácidos — os blocos básicos de formação da vida — em alguns meteoritos encontrados no Antártico.

Aquele laboratório está encarregado de examinar amostras lunares, a fim de encontrar evidências de matéria orgânica, de tentar recriar moléculas que poderiam ter existido na Terra ou em outros planetas, antes que a vida surgisse, e ainda de examinar amostras de meteoritos antiquíssimos, na esperança de topar com matéria orgânica.

A NASA apoia essa pesquisa de várias formas. Em primeiro lugar, forneceu à equipe do Dr. Ponnampuruma várias amostras de meteoritos recuperados dos gelos da Antártida, além de materiais trazidos da Lua e dados sobre a atmosfera de outros planetas, obtidas por sondas espaciais.

O programa dos meteoritos da Antártida teve início há três anos, sob a forma de um empreendimento conjunto entre a NASA e a Fundação Nacional de Ciência (NSF). Ao coletar meteoritos sob condições extremamente favoráveis, semelhantes à maneira como os astronautas das missões Apollo coletaram amostras lunares, é possível fornecer aos cientistas amostras tão isentas da contaminação terrestre, ao ponto de se poder procurar nelas evidências de matéria orgânica anterior à época do impacto dos mesmos com a Terra. Assim, pelo fato dos meteoritos estarem protegidos da contaminação orgânica, enquanto jaziam no gelo do Polo Sul, e pelo fato de que os processos atuais de coleta evitam contaminação futura, Ponnampuruma os considera como "o único material prebiótico em que já pusemos as mãos". O objetivo, ainda de acordo com o Dr. Cyril "é o de descobrir se nas amostras de meteoritos que temos há algum sinal de aminoácidos, de hidrocarbonetos".

Sua equipe foi muito bem sucedida em seus objetivos, utilizando técnicas de cromatografia a gás para identificar moléculas de aminoácidos com tendência à esquerda e à direita (a tendência se refere ao sentido para o qual um feixe de luz polarizada iria se voltar, se dirigido através de uma solução do material dissolvido).

Os meteoritos da Antártida forneceram fortes evidências de aminoácidos das duas tendências e, como todas as formas de vidas existentes na Terra contém apenas as moléculas de tendência à esquerda, esse material pré-orgânico deve ter se formado em algum outro lugar. "Os processos que supomos tenham ocorrido na Terra antes do surgimento da vida parecem ter ocorrido em outros locais, também" afirmou o Dr. Ponnampuruma; "O que podemos concluir é que todos aqueles eventos que culminaram no apareci-

mento da vida são comuns para todo o universo, de forma que aquilo que aconteceu por aqui pode estar ocorrendo em outros planetas".

Os meteoritos investigados pela equipe tem 4,5 bilhões de anos; para se ter uma idéia do que isso significa, basta dizer que a matéria mais antiga encontrada na Terra conta com 3,75 bilhões de anos, aproximadamente, e algumas amostras mostraram sinais de material orgânico. "Talvez as condições tenham sido tais, de modo a permitirem a existência de vida na Terra, apenas" disse o Dr. Cyril. "Mas e quanto aos bilhões de outros sistemas solares? Não há dúvida de que existem inúmeras possibilidades de vida além da Terra".

Além do programa de análise de amostras, o laboratório de evolução química ocupa-se também da reprodução da atmosfera de outros planetas. Para isso, a equipe trabalha com dados fornecidos pela nave Voyager, a fim de simular, em escala de laboratório, a atmosfera exterior do planeta Júpiter. Ponnampuruma afirma que o aspecto importante dessa pesquisa é que "se você tem uma atmosfera e uma fonte de energia — e vimos claramente fotografias mostrando relâmpagos em Júpiter — é possível sintetizar moléculas orgânicas".

O laboratório está efetuando também simulações da atmosfera de Saturno e de sua maior lua, Titã. Tais simulações estão sendo conduzidas agora, na esperança de se poder comparar resultados com os obtidos pela nave Voyager, que irá se encontrar com aquele planeta em novembro deste ano.

Vemos, desse modo, que tanto o trabalho sobre meteoritos como o de síntese de atmosferas tentam responder à mesma pergunta: as origens da vida. A única diferença, de acordo com Ponnampuruma, é que no caso de Júpiter, estão analisando reações que ocorrem agora, em nossa época, e no caso dos meteoritos, a análise se reporta ao que aconteceu há 4,5 bilhões de anos atrás, quando os gases do sistema solar primordial deram origem a essas moléculas.

Especificações Técnicas

INJETOR DE SINAIS IS-2

Alimentação	1.5 VCC
Frequência	800 Hz
Forma de onda	quadrada
Amplitude	1.500 mV
Impedância	5.000 Ohms

GERADOR DE RÁDIO-FREQÜÊNCIA GRF-1

Alimentação	1.5 VCC
Frequência portadora	465 kHz e 550 kHz 1.100 kHz e 1.650 kHz (harmônicas)
Frequência de modulação	800 Hz
Amplitude de saída	650 mV
Nível de modulação (%)	20%
Impedância de saída	150 Ohms

PESQUISADOR DE SINAIS PS-2

Alimentação	1.5 VCC
Sensibilidade	15 mV
Impedância de entrada	100 kOhm
Potência de saída	20 mW

CARACTERÍSTICAS COMUNS A TODOS OS APARELHOS

- Corpo de plástico de alto impacto.
- Ponta de aço fina e afiada que permite colocá-la em lugares de difícil acesso, não desliza nem curto-circuita contactos próximos e até permite injetar ou tomar sinais de um fio encapado.
- Todos funcionam com uma pilha comum pequena.
- As pontas de entrada estão protegidas para até 250 VCA/CC
- Total garantia.
- Instruções para seu uso com cada aparelho.



D.M. Eletrônica Ltda.

RUA CAMPEVAS, 86 — CASA - 1 — CEP 05016
FONE: 864-7561 — SÃO PAULO

Demonstração das possibilidades de uma aeronave com rotores inclináveis

Foi muito bem sucedida a demonstração de uma aeronave de provas que combina as características dos helicópteros e dos aviões turboélice convencionais, executando em pleno voo a conversão de uma modalidade para outra. O voo inaugural se deu a 24 de julho do ano passado, no Centro de Pesquisa Aérea de Textron, pertencente à empresa Bell Helicopter. A aeronave foi projetada e construída pela Bell, sob um programa conjunto de pesquisa do Centro de Pesquisas Ames, da NASA, e dos Laboratórios de Pesquisa e Tecnologia da Força Aérea Americana.

O avião de provas XV-15, de rotores inclináveis, possui um rotor de 7,5 m de diâmetro, semelhante aos de helicóptero, na ponta de cada asa. Cada rotor é acionado por um motor turbopropulsor, sendo que o conjunto todo pode ser movimentado da posição vertical para a horizontal. Com os rotores orientados para cima e suas lâminas girando no plano horizontal, o avião atua como um helicóptero, podendo efetuar decolagens e aterrissagens na vertical,

assim como ficar parado no ar. Por outro lado, com os rotores orientados para a frente, as lâminas funcionam como propulsores, fazendo a nave voar como um avião turboélice. Além disso, foi desenhado para ser muito mais silencioso que os helicópteros e turboélices atuais.

Assim, o novo avião combina as vantagens de subidas e descidas na vertical com as de uma maior autonomia de voo e maior velocidade, próprias dos aviões normais. Seu uso está previsto tanto para a área militar como civil. Na primeira, ele servirá às missões de procura e salvamento, reconhecimento, supervisão e transporte de tropas. Na segunda, será útil para explorações de longa distância e para serviços de ponte aérea.

Espera-se que tais aeronaves desenvolvam uma velocidade de cruzeiro de 550 km/h, sendo assim mais velozes que muitos turboélices existentes. Exibem um comprimento de 12,6 m e uma largura de 9,6 m, de ponta a ponta das asas.

Sistema de satélites irá estudar os oceanos

O orçamento da NASA para o ano de 1981 prevê fundos para iniciar o desenvolvimento de um sistema de satélites para monitoração dos oceanos, numa ação conjunta civil-militar. O programa, denominado Sistema Nacional de Satélites Oceânicos (NOSS), será um empreendimento da NASA, em conjunto com a Administração Nacional dos Oceanos e da Atmosfera (NOAA), pertencente ao Departamento de Comércio, e ainda com o Departamento de Defesa. O sistema de Satélites será montado e administrado pelas três agências.

A proposta do novo sistema de observação é a de promover uma demonstração operacional limitada da possibilidade de se obter de espaçonaves em órbita polar — quase em tempo real e sob condições climáticas variáveis — a observação contínua dos ventos de superfície nos oceanos, do estado dos mares, da temperatura da superfície da água, do peso das ondas, de gelo e outras medições geofísicas. Espaçonaves anteriores de pesquisa e desenvolvimento — Nimbus, GEOS e Seasat — mostraram que observações por satélite dos oceanos desempenham um papel importante, operacionalmente e com ferramenta de pesquisa.

Os dados fornecidos pelo sistema de satélites, graças à sua cobertura e influência, deverá melhorar a eficiência, a segurança e minorar os custos do transporte e operações marítimas, da exploração e perfuração de petróleo e gás nas plataformas continentais, das construções marinhas, da pesca comercial, da observação da poluição e do gelo, além da procura e salvamento marítimos. Espera-se, também, que seja especialmente útil no aperfeiçoamento dos serviços de meteorologia da agência NOAA.

A marinha americana espera utilizar os dados do sistema de observação na seleção de áreas de operação, guerra anti-submarina, predições acústicas, deslocamento tático de navios e previsão global sobre os oceanos.

O sistema proposto tem duas grandes metades: o segmento aéreo e o segmento terrestre. O segmento aéreo, ou de voo, será lançado a uma órbita intermediária, a 300 km de altitude, pelo Lançador Espacial. A maior parte deste segmento é composta por um observatório, que consiste uma nave de transporte e um comple-

mento específico, só de instrumentos. A nave transportadora irá fornecer alimentação, controle de altitude, de temperatura, comunicação, comandos e manipulação de dados, além da propulsão necessária para que a órbita correta da missão seja atingida, a 600/900 km de altitude e, depois, para voltar à órbita do Lançador.

A instrumentação básica do satélite é constituída por quatro instrumentos, três dos quais já colocados em órbita anteriormente e um deles ainda em desenvolvimento. Este novo aparelho é o radiômetro por microondas de canais múltiplos, uma versão bastante ampliada (é dotado de uma antena de 3,6 m de diâmetro) do radiômetro de varredura instalado no Nimbus 7. O principal objetivo do radiômetro é a observação da temperatura da superfície do mar, velocidade dos ventos e calotas de gelo, e também fornecer correções atmosféricas ao altímetro e dispersômetro instalados a bordo.

O altímetro é idêntico àquele que voou à bordo do Seasat, exceto pelo fato que desta vez serão embarcados dois sistemas iguais, redundância necessária aos requisitos de duração da missão. Ficará encarregado de observar as ondas e as correntes marinhas.

O dispersômetro é uma versão ampliada do sistema instalado no Seasat. Esta nova versão terá seis antenas, ao invés de quatro, também para fins de redundância. Ficará a seu cargo a observação da velocidade dos ventos sobre os oceanos.

O quarto instrumento, o sistema de varredura de cores da zona costeira, é igual ao que voou a bordo Nimbus 7, com três canais adicionais; ele irá observar as distribuições de concentração de clorofila e turvamento da água.

O segmento terrestre do programa é uma combinação de sistemas que, em conjunto com espaçonaves de dados e de rastreamento, além de um serviço doméstico de comunicações, fornecerá operação em órbita, processamento de dados em terra e ainda distribuição de dados para a missão. Este segmento inclui um sistema primário de processamento, um controle do observatório, e um controle de arquivamento e interfaces com as instalações da NOAA e do Departamento de Defesa.

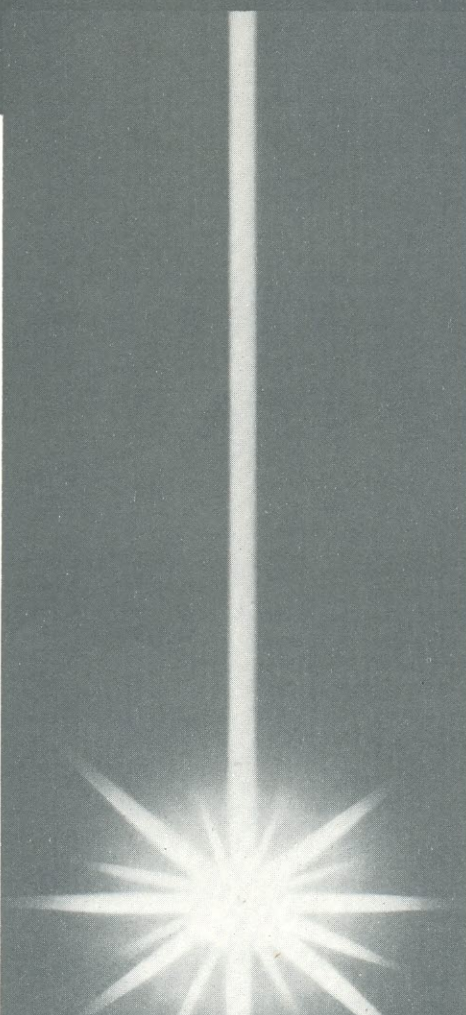
A Constanta entra na era do raio laser.

A alta tecnologia usada pela Constanta na fabricação de resistores de filme de carbono e filme metálico já é conhecida em todo o país. Mais que isso, em quase todo o mundo, porque a Constanta exporta seus produtos para as Américas, Europa e África.

Acostumada a trabalhar com precisão e, consequentemente, a oferecer precisão, a Constanta acaba de colocar em operação um

equipamento de raios laser altamente sofisticado, para ajustar o valor ôhmico dos resistores. Trocando em miúdos, a Constanta avançou no tempo. Trouxe mais precisão, mais rapidez e ainda maior confiabilidade, produzindo resistores tão bons ou melhores que os produzidos nos centros mais avançados do resto do mundo.

Constanta: qualidade a qualquer custo.



NASA estuda a viabilidade de uma plataforma espacial

Foi fornecido à firma General Dynamics Convair pela NASA um contrato de estudo sobre a viabilidade de se colocar uma plataforma espacial em órbita geoestacionária sobre a Terra, que permita um estacionar econômico de vários satélites ou naves em uma única estrutura orbital. Tal plataforma viria a ser a base de pouso de vários dispositivos de comunicação, meteorologia, recursos naturais e inúmeras pesquisas científicas que atualmente dividem-se por diversos satélites separados e auto-suficientes.

Estudos preliminares efetuados pelo Centro Marshall de Vão Espacial demonstraram ser perfeitamente viável a construção de uma plataforma em pleno espaço e também o seu posicionamento em uma órbita sincronizada com a rotação da Terra. Ela poderia permanecer imóvel a 40 000 km de altitude, em algum ponto acima do Equador, onde forneceria energia elétrica, estabilização e manutenção a dispositivos de várias missões diferentes, ali estacionados, mediante uma certa compensação, não muito diferente do aluguel.

Estudos anteriores já indicavam que as plataformas geoestacionárias podem oferecer muitas vantagens, em relação aos satélites individuais e especializados de hoje

em dia. Os serviços comuns oferecidos por tais estruturas, disponíveis a todos os "hóspedes", iriam eliminar a necessidade de se instalar antenas, baterias ou sistemas de energia solar em cada dispositivo, reduzindo assim o tamanho e o peso dos mesmos na ocasião do lançamento. A centralização gerada pelas plataformas viria ainda facilitar os serviços de manutenção em órbita.

Os satélites de comunicação, em particular, seriam os maiores beneficiados pela instalação de uma plataforma, pois seu uso reduziria o acúmulo de tráfego espacial, tornaria mais eficiente a utilização das frequências disponíveis e possibilitaria a construção de terminais de terra de menores dimensões e, conseqüentemente, mais baratos.

Na eventualidade de serem construídas várias plataformas, elas poderiam se localizar em diversos pontos ao redor da Terra, a fim de atender às necessidades de áreas densamente populadas, tais como os Estados Unidos, América do Sul, Europa Ocidental e Índia. Seria então possível estabelecer elos de comunicação entre as diversas plataformas, possibilitando assim uma comunicação global, sem a intervenção das estações terrestres. □

Competição de experimentos científicos no espaço para estudantes

A NASA publicou, recentemente, uma requisição de propostas para a administração do Projeto de Envolvimento Estudantil do Lançador, que será uma competição nacional entre secundaristas, a ser iniciada em setembro. Os estudantes de todas as partes dos Estados Unidos terão a oportunidade de submeter propostas de experimentos



científicos e de engenharia e os que forem selecionados estarão a bordo de um dos vôos do Lançador Espacial, em fins de 1981 ou 1982. Está sendo preparado um programa semelhante para os estudantes de nível superior, cujos detalhes serão fornecidos até o fim deste ano.

A entidade contratada pela NASA ficará encarregada de definir as regras do concurso e também de selecionar 10 regiões, das quais serão escolhidos os semi-finalistas. Tomará ainda a responsabilidade de confeccionar as fichas dos candidatos e de dirigir toda a competição.

Na ocasião de um concurso semelhante, realizado um pouco antes da missão Skylab, mais de 51 000 pacotes de material foram remetidos aos estudantes interessados e mais de 3 400 propostas de experimentos foram recebidas. A seleção final deu preferência a 19 experimentos, os quais foram embarcados no Skylab. Aquele experiência com duas aranhas, Arabella e Anita, que visava testar a capacidade de tecerem suas teias na ausência de gravidade, era de autoria de um estudante.

O projeto de envolvimento estudantil faz parte de um grande programa da NASA, destinado a motivar os secundaristas americanos às atividades científicas criativas. Essa participação da NASA em escolas secundárias teve início em 1961, através das feiras de ciência.

A competição do Lançador Espacial será conduzida de forma a selecionar 20 candidatos de cada uma das 10 regiões, que serão reunidos numa semifinal. Os vencedores das regionais promoverão encontros para discutir suas propostas. Após os seminários regionais, até 10 propostas de cada região serão selecionadas e submetidas a um concurso final; das 100 propostas regionais, apenas 20 serão as escolhidas. A NASA, porém, reserva-se o direito de dar a última palavra sobre a aprovação de cada um dos experimentos selecionados.

A NASA se encarregará, também, de interessar certas indústrias no desenvolvimento e análise dos projetos escolhidos ou, na impossibilidade de conseguir colaboradores, de dar o apoio necessário aos vencedores. Mas antes de qualquer trabalho de desenvolvimento, os estudantes que tiverem suas propostas aceitas devem participar, juntamente com seus assessores industriais ou institucionais, de um seminário que será realizado no Centro Espacial Kennedy, na Flórida, onde discutirão seus projetos com outros estudantes, cientistas profissionais e oficiais da NASA.

A principal diferença entre esta competição e as anteriores, como a do Skylab, reside no fato de ser planejada como um programa anual, e não apenas como um evento único. Outras diferenças estão na participação esperada de universidades e assessores industriais. ■

ESTÓRIAS DO TEMPO DA GALENA

Pe. Landell de Moura

A. Fanzeres

Esta "estória" faz parte da História. Landell de Moura ou mais exatamente Roberto Landell de Moura, nasceu a 21 de janeiro de 1861, em Porto Alegre e ordenou-se sacerdote em 28 de novembro de 1886, em Roma. Além de sacerdote, Landell de Moura tinha grandes conhecimentos de física e, neste campo, pasmem nossos leitores, é que fez várias descobertas e registrou patentes que daremos a conhecer; elas sem dúvida dão ao nosso patricio e ao Brasil prioridade em grandes invenções.

No fascinante livro de Ernani Fornari, publicado pela Globo em 1960 (*O Incrível Padre Landell de Moura*), é citado que em São Paulo o pe. Landell fez demonstrações de transmissão e recepção da palavra, à distância, sem uso de fios; e isso verificou-se entre 1893 e 1894... O local da transmissão foi a Av. Paulista e o de recepção, o Alto de Santana, cobrindo uma distância de aproximadamente 8 quilômetros, sendo portanto uma experiência pioneira e que antecedeu a de Marconi (1895).

Seu trabalho não foi fácil, pois na época pessoas ignorantes atribuíam à "parte com o diabo" as pesquisas do padre-sábio; uma vez, quando havia saído de casa para assistir os últimos momentos de um moribundo, encontrou ao voltar sua porta arrombada e todo seus aparelhos destruídos por um bando dos "fiéis cristãos". Mas Landell de Moura não desanimou; reconstruiu em segredo seus aparelhos e em 1900 obtinha uma patente brasileira, sob nº 3279, expressamente concedida para "um aparelho apropriado à transmissão da palavra à distância, com ou sem fios, através do espaço, da terra e da água".

No livro que estamos citando há uma referência à visita que Landell fez aos EUA, em 1901, e à edição do New York Herald de 12 de outubro de 1902, que citava a telefonia sem fios e o transmissor de ondas, invenções do padre brasileiro. Esses inventos foram patenteados sob os números 771 e 917, em 11 de outubro de 1904.

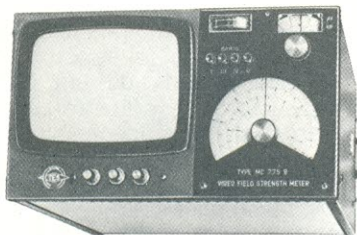
Em 1902, quando Landell fazia demonstrações de seus aparelhos nos EUA, Ernst Ruhmer, na Alemanha, demonstrava a utilização da luz na transmissão da palavra, por meio de elementos de selênio; ele chegou a transmitir cores, inclusive, e sem fios, resultado muito semelhante ao trabalho que Landell havia demonstrado pioneiramente no Brasil, em 1900.

O transmissor de voz de Landell pode ser descrito sucintamente como uma bobina de indução em que a voz comandava o circuito de abertura e fechamento do primário e, desse modo, transmitia ao secundário uma onda amortecida, que depois era enviada à antena. Imagine-se o trabalho e a luta que Landell deve ter empreendido para construir e tentar patentear seus inventos. Foi muito perseguido e correu sério risco de ser excomungado, pois os "fiéis" diziam que tinha parte com o diabo. Landell faleceu a 3 de novembro de 1924.

A leitura do livro de Fornari é edificante, porque mostra como nós, neste Brasil imenso, tivemos, ao longo dos tempos, desde que os descobridores aqui aportaram, grandes oportunidades e grandes indivíduos, derrotados porém pela indiferença burocrática e por outros fatores, que nos tem sempre retardado no acesso à posição que merecemos no concerto mundial das nações. A leitura desse livro deveria ser até impositiva, nos setores de educação geral, como Moral e Cívica, pois fatos como esse devem ser colocados perante os jovens para eliminar a pecha de "incapacidade tecnológica" com que nos acoimam os interessados em vender tecnologia importada.

Instrumentos para medições elétricas ou eletrônicas

MEDIDOR DE INTENSIDADE DE CAMPO



MODELO MC775B- VÍDEO

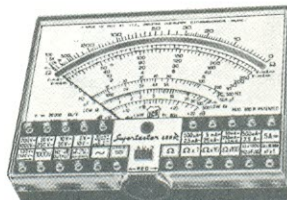
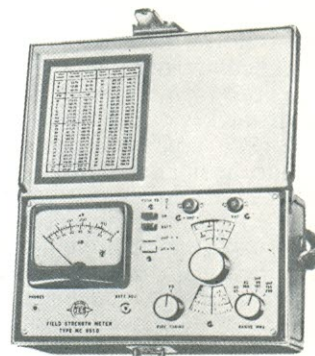
Especial para técnicos de TV. Branco & preto, e em cores na instalação de antenas simples ou coletivas. Som e imagem nos campos de frequência bandas de 40 a 950 MHz em faixas I, III, IV e V. Elétrico e baterias recarregáveis. Portátil: 8 kilos. Com mala de couro e acessórios.



MULTÍMETRO DIGITAL CEME — DOÇ — 2000 AUTOMÁTICO.
Funções: Vdc, Vac, Idc, Iac, Kohm a 20 Mohm
Display com LED's

MODELO MC661/C ou MC661/D

A bateria — para as faixas de 41 a 840 MHz. Portátil: 3 kilos. Completo com mala de couro, fones, atenuador e bateria



SUPERTESTER ICE mod. 680/R

O modelo especial mais complexo e exato que existe no mercado eletro-eletrônico brasileiro. 10 ESCALAS PARA 80 FAIXAS DE MEDIÇÕES TEMOS MODELOS MENORES.

Ala Comercial Importadora Alp Ltda.

Alameda Jaú, 1528 - 4º andar - Conj. 42 - Tel.: 881-0058 (direto) e 852-5239 (recados) - CEP 01420 - São Paulo - SP

A grande vantagem dos sistemas a efeito Wiegand é a sua simplicidade. Resume-se, no fundo, a um pequeno pedaço de fio de pequena bitola, que, ao passar por uma cabeça magnética leitora, pode produzir pulsos abruptos de alguns volts de amplitude. Não há necessidade de sinais de entrada. E, ao contrário de outros sensores magnéticos, a amplitude dos pulsos de saída é virtualmente independente do ritmo de deslocamento do fio em relação à cabeça de leitura. O equipamento é bastante robusto, podendo operar ao longo de uma ampla faixa de temperaturas.

O efeito Wiegand

O efeito Wiegand é obtido pela utilização de um fio ferromagnético especialmente preparado, com 0,25 mm de diâmetro e extensões de 7,5 a 30 mm. O fio é feito de uma liga similar à utilizada em alguns núcleos de memória, sendo homogêneo em sua composição. Na fabricação é trabalhado a frio, por torção e estiramento, para depois ser temperado a quente.

Essa técnica de fabricação dá origem a uma "capa" com uma força coercitiva muito superior à do núcleo do fio, composto de um material magneticamente "dócil". A capa externa requer, então, a aplicação de um campo magnético bem maior para inverter seu sentido de magnetização, em relação ao núcleo.

Se não houver aplicação de campo externo, o campo da capa axial sobrepuja qualquer magnetização proveniente do núcleo. As linhas de fluxo que tem origem na capa externa retornam através do próprio núcleo; o campo magnético externo devido à presença do fio completo (capa + núcleo) é desprezível.

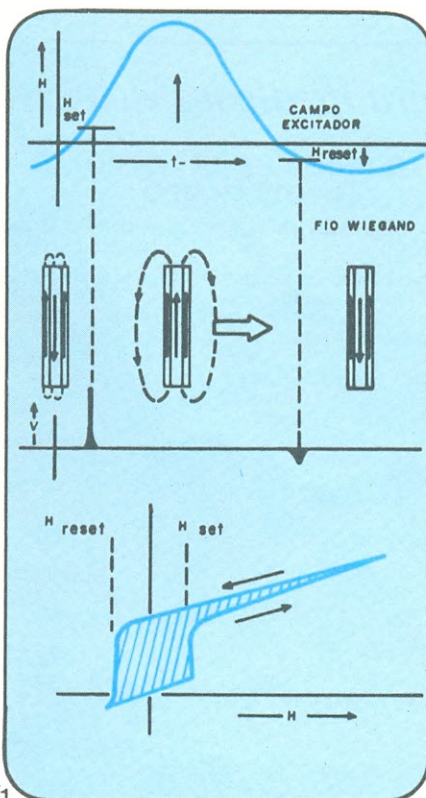
Como se vê pela figura 1, se por acaso um campo assimétrico for aplicado ao fio, de forma que sua polaridade seja paralela à da capa, o campo do núcleo sofrerá uma súbita inversão de polaridade, assim que o campo externo alcance um determinado valor crítico H_{set} . As linhas de campo do núcleo e da capa, agora, dirigem-se totalmente para fora do fio Wiegand. Quando o campo externo mudar sua polaridade, o campo do núcleo voltará ao sentido original, ocasião em que o campo externo apresentará um valor H_{reset} .

Se uma bobina captadora for enrolada num fio Wiegand, o campo externo produzirá pouca tensão nessa bobina; por outro lado, porém, a comutação Wiegand da polaridade magnética do núcleo irá produzir a máxima tensão nessa mesma bobina. Como se vê na figura 1, grandes pulsos são gerados quando o campo passa por H_{set} e pulsos bem menores, na passagem por H_{reset} .

O EFEITO WIEGAND E ALGUMAS DE SUAS APLICAÇÕES

Brian Dance

Um inusitado efeito magnético comutador, descoberto pelo americano John Wiegand há alguns anos atrás, poderá encontrar importantes aplicações em diversos campos, tais como os de ignição para automóveis, eletromedicina, medições de fluxo, chaves para teclados, cartões de identificação para áreas de segurança, cartões de crédito, passaportes, etc. Nosso correspondente na Inglaterra passa a abordar agora esse interessante efeito e seus usos.



Princípios físicos básicos do efeito Wiegand.

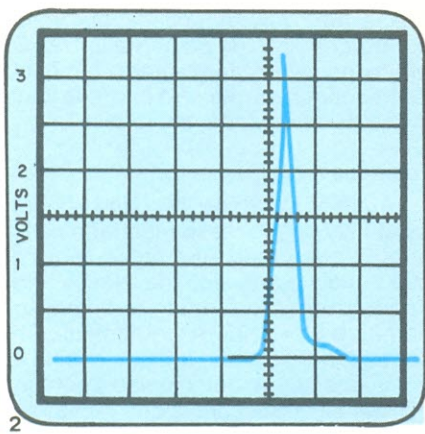
Pontos práticos

Uma bobina típica de 1000 espiras, enrolada sobre 3 cm de fio Wiegand, é capaz de produzir pulsos da ordem de 2 V sobre uma carga de 1 quilohm, cada pulso exibindo uma duração de 20 us até a metade de seu nível máximo. Os fios Wiegand são conhecidos pela sua imunidade a campos magnéticos espúrios.

A simplicidade de um sistema Wiegand torna-se evidente pelo fato de serem precisos apenas alguns pequenos ímãs permanentes, uma bobina captadora e um pequeno pedaço de fio Wiegand para se montar um completo gerador de pulsos. O rápido chaveamento resulta numa elevada frequência de mudança de fluxo e, portanto, em pulsos de saída relativamente grandes.

A bobina sensora pode ser enrolada diretamente sobre o fio Wiegand ou, então, pode ser combinada a dois pequenos ímãs permanentes, como parte de uma cabeça leitora. Se for desejado, pode-se incluir qualquer material de blindagem não-magnético entre o fio Wiegand e a cabeça de leitura.

Podemos ver um típico pulso Wiegand na figura 2, uma visão ampliada dos pulsos positivos da figura 1, com a largura já mencionada. Observe que o

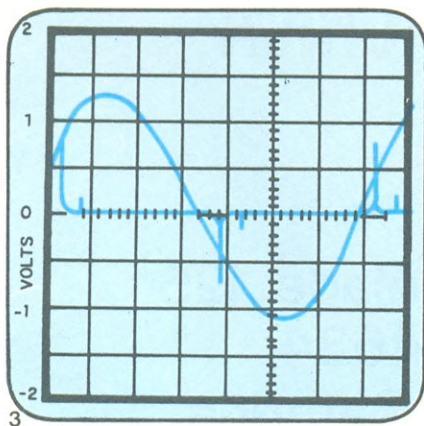


Típico pulso Wiegand (base de tempo: 50 us/divisão).

pulso é bastante "limpo", sem ondulações espúrias, o que significa que os pulsos Wiegand podem ser usados diretamente, sem a necessidade de filtros ou circuitos modeladores, enquanto sua amplitude e baixa impedância de saída as dispensam da amplificação. Além disso, a baixa impedância tende a minimizar o ruído captado pelos fios de conexão. Assim, os pulsos Wiegand podem ser usados para disparar diretamente alguns tiristores ou para controlar transistores de potência.

Os grandes pulsos da figura 1, obtidos por um campo magnético assimétrico, tem todos a mesma polaridade. É possível, entretanto, usar também um campo magnético externo do tipo simétrico, como se vê na figura 3, a fim de se produzir pulsos Wiegand simétricos, alterando em polaridade e com a mesma amplitude. No entanto, a amplitude desses pulsos simétricos é de apenas 25% da amplitude dos pulsos da figura 1.

A temperatura máxima de operação de um sistema Wiegand é determinada principalmente pelo conjunto da cabeça leitora (ou seja, da isolamento do



Excitação simétrica e pulsos resultantes (campo aplicado: ± 12 kA/m; base de tempo: 2 ms/divisão).

fio da bobina sensora), e não pelo próprio fio Wiegand, pois ele poderia operar normalmente até 260 °C. De fato, durante a fabricação ele é processado a 400 °C. Os valores ideais de intensidade do campo de comutação e *reset* permanecem praticamente constantes ao longo de faixa de -195 °C a + 260 °C. E nota-se uma variação de amplitude de apenas 5% ao longo da faixa de -185 a + 150 °C e de menos de 10% entre -196 e + 300 °C. Até onde se sabe, ainda não se determinou a mínima temperatura de operação do fio Wiegand, mas certamente ele trabalha até mesmo abaixo da temperatura do nitrogênio líquido (-196 °C).

O campo necessário para se comutar um fio Wiegand (H_{set}) é relativamente pequeno — 0,015 W/m², normalmente — e o campo de restauração é ainda menor (0,002 W/m², aproximadamente). A esses níveis de campo magnético, pode-se perfeitamente utilizar ímãs mais baratos nos sistemas Wiegand.

Uma outra vantagem dos sistemas Wiegand é o fato de dispensarem contatos, podendo operar confiavelmente, sem manutenção, por longos períodos. Além disso, não são afetados pela água, sujeira ou óleo.

Até hoje, a teoria quantitativa do efeito Wiegand não foi totalmente compreendida, mas pesquisas em curso na Universidade de Yale estão tentando desenvolver uma teoria mais detalhada, que permita entender melhor os fundamentos do processo. Sabe-se que o efeito pode ocorrer em qualquer material dútil que admita ser trabalhado de modo a formar um tipo definido de tensão mecânica sobre si mesmo. Um dos melhores materiais é o *Vicalloy*, empregado na fabricação de relés reed. Outros materiais e os efeitos de outras ligas e grãos, porém, estão sob investigação, paralelamente aos corretos procedimentos de trabalhar esses materiais. Parece muito provável que, em breve, será possível produzir pulsos ainda maiores — talvez de 10 a 20 V, sobre cargas de 1 quilohm.

Identificação de cartões

O efeito Wiegand teve a oportunidade de ser testado na prática, pela primeira vez, num período de quatro meses que teve início em abril de 1977. Cartões plásticos de identificação contendo uma codificação com fios Wiegand foram distribuídos a 150 funcionários de uma companhia de seguros de Boston, cujos escritórios estão situados próximos a uma das paradas do metrô da cidade. Esses cartões especiais permitiam que seus usuários utilizassem catracas ou borboletas especialmente projetadas,

dotadas de leitoras de cartões ao invés de receptáculos para moedas. Pouco tempo depois, os aeroportos canadenses adotaram um sistema de identificação semelhante.

A forma como os fios Wiegand são embebidos nesses cartões e distribuídos em duas linhas está representada na figura 4; observe que é um sistema equivalente à numeração codificada em binário. Uma das linhas representa os dígitos binários "0", nas posições correspondentes às dos fios no cartão, enquanto a outra determina o posicionamento dos dígitos "1". A presença de um fio em qualquer linha produz um pulso, que é lido por uma cabeça de núcleo partido. Essa cabeça de leitura gera então séries de pulsos binários digitalmente codificados, que são entregues a um decodificador eletrônico; este, por fim, vai determinar se o cartão apresentado deve ser aceito.



Leitura dos cartões de identificação.

As leitoras de cartões Wiegand podem ser fabricadas em modelos mais robustos, a fim de se adaptar aos rigores do uso público. Os fios são codificados antes de serem aplicados nos cartões; assim, a informação neles contida não pode ser alterada ou apagada, intencional ou acidentalmente, sem que o próprio cartão seja destruído. A falsificação é quase impossível sem o acesso ao fio Wiegand especialmente processado. Na verdade, é mais fácil alterar as informações memorizadas por um cartão magnético comum. Se for necessário "gravar" uma quantidade substancial de informações num único cartão, os fios podem ser orde-

nados com um espaçamento de apenas 0,75 mm e um conjunto adequado de fios poderá ser aplicado de acordo com o formato mais adequado.

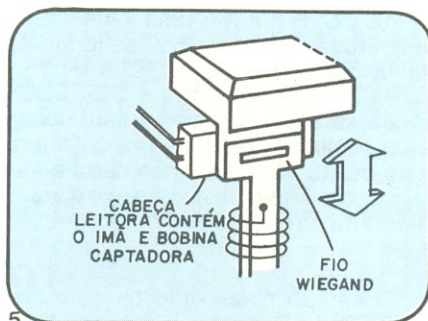
É possível ainda empregar os cartões Wiegand como passagens ou como cartões de múltiplos usos. Inicialmente, pode-se optar pela instalação de um sistema *off-line*, para controle de catracas, para depois ser convertido para operação *on-line*, se desejado, empregando as mesmas leitoras de cartões. Os cartões do tipo Wiegand são mais caros que os magnéticos comuns, mas o custo dos cartões poderá ser diluído no baixo custo do equipamento associado.

Em veículos

A enorme companhia Robert Bosch, da Alemanha, está trabalhando atualmente na aplicação do efeito Wiegand em veículos, enquanto a firma Echlin, de Connecticut, já passou a aplicar o efeito na sincronização das centelhas, em sistemas de ignição para automóveis. O distribuidor a efeito Wiegand não tem a capacidade de aumentar o desempenho dos carros de competição, mas proporciona uma melhora considerável da confiabilidade sob severas condições ambientais.

O fio Wiegand, envolvido por uma bobina sensora, e mais o ímã de *reset* são instalados num dos braços de um suporte em forma de "U", enquanto o

ímã de excitação fica no outro braço. Entre os dois braços desse suporte são postas para girar várias aletas horizontais, que interrompem o campo enviado pelo ímã excitador à bobina, produzindo assim pulsos precisamente temporizados. Tais pulsos são en-



Tecla que produz o mesmo pulso, quer em operação rápida, quer lenta.

viados a um sistema de ignição eletrônica. A fiação do veículo fica assim simplificada, pois não é preciso haver conexões para transportar alimentação para a cabeça leitora.

Nos tacômetros está uma outra aplicação óbvia do efeito Wiegand nos veículos. Pode-se imaginar, porém, aplicações bem mais complexas nos próprios veículos — tal como no posicionamento do virabrequim e em sensores de rotação, que, enviando pul-

sos a um microprocessador, iriam controlar a entrada de combustível. O efeito pode ser aproveitado também na frenagem controlada, a partir de sensores de velocidade nas rodas.

Tecelados

Tecelados a efeito Wiegand podem se utilizar do processo mostrado na figura 5, que produz um pulso sempre que a tecla é pressionada. Nesse tipo de interruptor, o formato e dimensão do pulso produzido é virtualmente independente do ritmo em que a tecla é pressionada. Um único pulso é gerado e a oscilação mecânica dos contatos, que costuma produzir vários pulsos seguidos, é totalmente eliminada.

Medidores de fluxo

Fluídos em movimento tem a possibilidade de ter seu fluxo medido por qualquer elemento rotativo, feito de material não-magnético, onde forem aplicados vários fios Wiegand. A cabeça de leitura, contendo uma bobina captadora e dois ímãs permanentes, não precisa ficar imersa no fluido, nesses casos. Esse método permite medições bastante precisas do fluxo, tanto uni- como bidirecional, com grandes vantagens sobre os métodos analógicos convencionais.

Conclusão

É sabido que os sistemas Wiegand ►

BARTÔ

REPRESENTAÇÕES E COMÉRCIO LTDA.

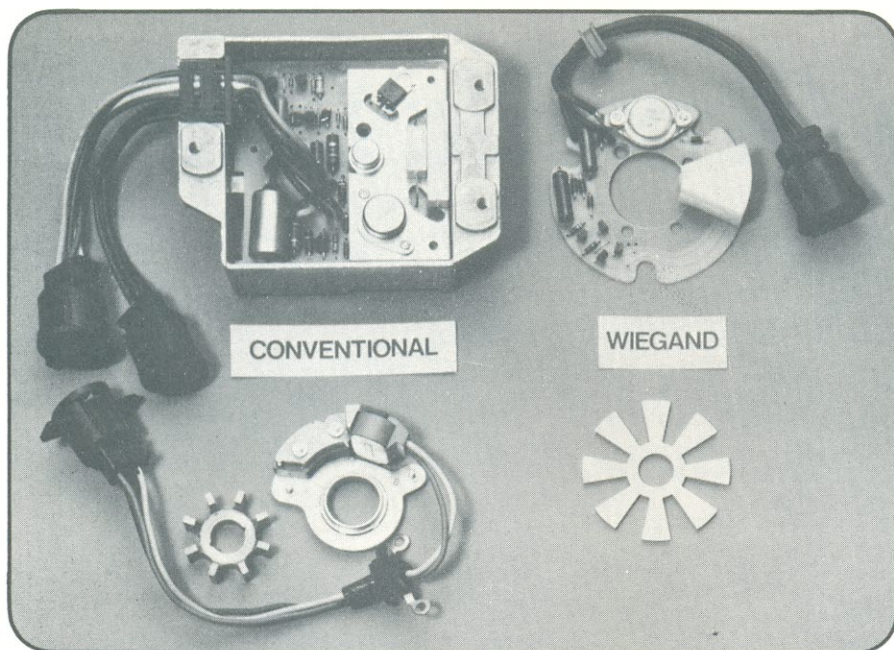
**KITS NOVA
ELETRONICA,
DIODOS, CI E
INSTRUMENTOS
TRANSISTORES
EM GERAL**

RUA DA CONCÓRDIA, 312/314
FONES: 224-3699 — 224-3580
RECIFE — PE. TELEX 0112201

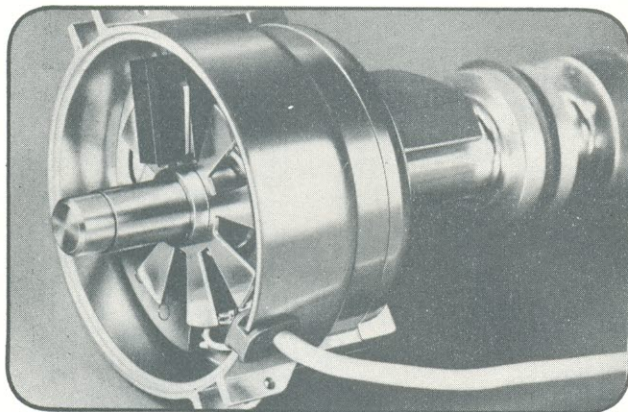
ANUNCIE EM

NOVA ELETRONICA

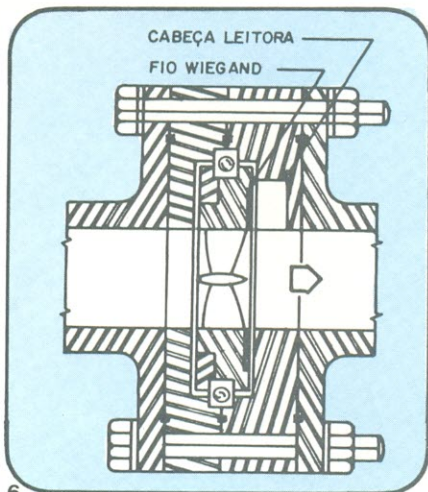
Rua Hélade, 125
cep 04634
V. Sta. Catarina
São Paulo



Eletrônica simplificada para automóveis — Esta comparação entre sistemas de controle necessários à ignição eletrônica existente e a ignição tipo Wiegand ilustra com perfeição a economia possível em peças e fiação. A unidade à esquerda, pertencente a um automóvel americano atual, emprega 40 componentes eletrônicos. A unidade Wiegand, à direita, utiliza apenas 12 componentes. Foram eliminados os circuitos de modelagem e amplificação de pulsos, além daqueles de supressão de ruídos.



Visão detalhada do gerador de pulsos Wiegand para ignição eletrônica. Note a peça em forma de "U" e as aletas citadas no texto.



não substituem os dispositivos semicondutores e não são páreo para as memórias semicondutoras em velocidade. No entanto, como já se viu, nos sistemas de ignição o gerador de pulsos Wiegand pode tranqüilamente tomar o lugar de um LED ou de um dispositivo a efeito Hall. E parece bastante provável que, para o futuro, mais aplicações do efeito Wiegand irão aparecer.

6

Medidor de fluxo em uma turbina.

RALLY



Com seu *display* fluorescente verde, o Rally é um relógio digital especialmente preparado para as condições de funcionamento em automóveis. Além de apresentar em baixo consumo, ele permanece aceso apenas quando a chave de ignição do veículo está ligada. Mas isto não quer dizer que ele interrompa sua contagem quando o carro é desligado; embora apagado, o Rally continua o seu trabalho, evitando que você tenha de reajustá-lo a cada vez que entra no carro. E tem mais, a luminosidade do *display* é automaticamente controlada pelas condições de luz ambiente.

KITS NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais

À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

LABORATÓRIO DE EFEITOS LUMINOSOS

Termômetros, detectores de zero, tacômetros, indicadores de tensão da rede, luzes sequenciais, voltímetros com *extended range* e indicação de sobrecarga, etc. Esses são apenas alguns exemplos de aplicações possíveis com o Laboratório de Efeitos Luminosos.

Na verdade, este *kit* é mais simples do que possa parecer. Trata-se de um indicador de níveis de tensão formado por 10 comparadores, todos contidos num único integrado (o novo LM 3914), à saída dos quais são ligados 10 LEDs.

KITS NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais

À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

tradução: Juliano Barsali

Sumário Geral de 1980

N.E. n.º 35 — Janeiro/80

KITS —	Brisatemp, temporizador para limpador de pára-brisa.....	2
SEÇÃO DO PRINCIPIANTE —	Voice compressor, o novo comp. para PX, grav., microf.....	8
	O mini-moogh, uma introdução à música eletrônica.....	14
TEORIA E INFORMAÇÃO —	O problema é seu.....	18
	Conversa com o leitor.....	20
	A tabela do mês.....	23
	Idéias do lado de lá.....	24
	Aplicações do vidro e vidro-cerâmica na indústria Eletrônica.....	27
AUDIO —	Estórias do tempo da galena.....	34
	Sonorização de grandes ambientes, no Brasil — conclusão.....	36
	Em pauta.....	45
SEÇÃO PY/PX —	Válvulas e transistores: duas faces da mesma moeda.....	48
BANCADA —	Como reparar circuitos TTL.....	54
PRÁTICA —	Um zener "sintético" de potência.....	59
	Um simples pisca-pisca para motos.....	63
ENGENHARIA —	Prancheta do projetista.....	67
	Combinação de circuitos analógicos e digitais num CI de telefonia.....	71
SUPLEMENTO BYTE —	Novos módulos "bubble" para armazenagem em massa.....	80
	O 8080 para principiantes — 10.ª lição.....	86
CURSOS —	Prática nas técnicas digitais — 13.ª lição.....	94
	Curso de semicondutores — 26.ª lição.....	118

N.E. n.º 36 — Fevereiro/80

KITS —	Um laboratório de efeitos luminosos com uma infinidade de aplicações.....	2
SEÇÃO DO PRINCIPIANTE —	Um laboratório de efeitos sonoros de um só integrado.....	12
	Nervo-teste — um desafio aos seus nervos.....	21
TEORIA E INFORMAÇÃO —	O problema é seu.....	26
	Livros em revista.....	28
	Conversa com o leitor.....	30
	O advento dos fornos de microondas.....	33
	Antologia dos pré-amplificadores integrados.....	39
	A tabela do mês.....	46
	Idéias do lado de lá.....	47
AUDIO —	Em pauta.....	48
	A importância da direcionalidade dos alto-falantes.....	50
	Um distorcedor fuzz para guitarras elétricas.....	53
PRÁTICA —	Um conversor senoidal/quadrada para laboratório.....	56
	Prático traçador de curvas de semicondutores.....	59
ENGENHARIA —	Prancheta do projetista — série nacional.....	64
	Como o processo BIFET beneficiou os operacionais.....	66
SUPLEMENTO BYTE —	As duas versões do microprocessador Z8000.....	71
	O 8080 para principiantes — 11.ª lição.....	81
CURSOS —	Curso de Semicondutores — 27.ª lição.....	94
	Prática nas técnicas digitais — 14.ª lição.....	97

N.E. n.º 37 — Março/80

KITS —	Compressor para equipamento de PX.....	2
SEÇÃO DO PRINCIPIANTE —	O problema é seu.....	10
	Carta dos elementos digitais básicos.....	12
TEORIA E INFORMAÇÃO —	As ondas acústicas de superfície.....	18
	Estórias do tempo da galena.....	25
	A tabela do mês.....	26
	Noticiário.....	28
	Não está nos livros.....	31
	Conversa com o leitor.....	33
	Notícias da NASA.....	36
AUDIO —	Em pauta.....	38
	Sonorização de ambientes domésticos no Brasil, em 1980.....	40
PRÁTICA —	Comutador de 4 canais para seu osciloscópio mono-feixe.....	54
REPORTAGEM —	Pelos caminhos do Metrô de São Paulo.....	60
ENGENHARIA —	Prancheta do projetista — série nacional.....	72
	Prancheta do projetista.....	74
SUPLEMENTO BYTE —	O 8080 para principiantes — 12.ª lição.....	79
	O teste de memórias "bubble" na indústria.....	86
CURSOS —	Prática nas técnicas digitais — 15.ª lição.....	93
	Curso de semicondutores — 28.ª lição.....	99

N.E. n.º 38 — Abril/80

KITS —	Multitimer, o temporizador com inúmeras aplicações.....	2
SEÇÃO DO PRINCIPIANTE —	Carta de referência de circuitos digitais básicos.....	10
	O problema é seu.....	14
TEORIA E INFORMAÇÃO —	Componentes.....	16
	Noticiário.....	20
	Notícias da NASA.....	23
	Conversa com o leitor.....	25
	Idéia do lado de lá.....	27
	Livros em revista.....	28
	Tabela do mês.....	30
	Novidades industriais.....	31
	Antologia do integrado PLL LM565.....	33
	Algo de novo na TVs: vídeo-discos.....	38
AUDIO —	Sonorização de ambientes domésticos, no Brasil, em 1980-conclusão.....	44
	Em pauta.....	53
PRÁTICA —	Audioscópio, sinais de áudio em sua tela de TV.....	58
	Um cuco eletrônico, para sonorizar brinquedos ou relógios digitais.....	61
SEÇÃO PY/PX —	Existe perigo nas frequências extremamente baixas?.....	65
ENGENHARIA —	Prancheta do projetista — série nacional.....	68
	Prancheta do projetista.....	69
	Os retificadores monofásicos com filtros RC.....	72
SUPLEMENTO BYTE —	Um microcomputador que trabalha sozinho ou junta forças com outros integrados.....	87
	Controlador de periféricos adota lógica ¹² L.....	94
CURSOS —	Prática nas técnicas digitais — 16.ª lição.....	99
	Curso de semicondutores — 29.ª lição.....	121

N.E. n.º 39 — Maio/80

KITS —	Um inédito testador de transistores.....	2
SEÇÃO DO PRINCIPIANTE —	Contador universal ampliável — e suas aplicações.....	7
	O problema é seu.....	18
TEORIA E INFORMAÇÃO —	Popularizando os integrados CMOS.....	20
	Conversa com o leitor.....	24
	Idéias do lado de lá.....	28
	Estórias do tempo da galena.....	29
	Novidades industriais.....	31
	A tabela do mês.....	32
AUDIO —	Em pauta.....	34
	Entendendo como funcionam as cápsulas fonocaptoras.....	36
PRÁTICA —	Um alarme de lanternas acesas para o automóvel.....	46
	Gerador de trêmulo para sua guitarra.....	49
ENGENHARIA —	Prancheta do projetista.....	52
	Prancheta do projetista — série nacional.....	58
	Retificadores monofásicos com filtros RC — conclusão.....	61
SUPLEMENTO BYTE —	Um uDicionário de termos relacionados a uProcessadores.....	77
CURSOS —	Curso de Semicondutores — 30.ª lição — conclusão.....	86
	Prática nas técnicas digitais — 17.ª lição.....	92

N.E. n.º 40 — Junho/80

KITS —	Digital IC Tester.....	2
	Contador duplo TTL.....	11
	Módulo pré-amplificador do Stereo 200.....	14
SEÇÃO DO PRINCIPIANTE —	Módulo de potência do Power 200.....	22
	O problema é seu.....	30
TEORIA E INFORMAÇÃO —	Popularizando os integrados CMOS — 2.ª parte.....	33
	Antologia do 8038.....	38
	Livros em revista.....	44
	Conversa com o leitor.....	46
	A tabela do mês.....	52
	Idéias do lado de lá.....	54
BANCADA —	Capacitor, esse desconhecido.....	56
PRÁTICA —	Um controle remoto de volume.....	62
	Uma simples ponta de prova de RF para seu multímetro.....	64
AUDIO —	Técnicas digitais na reprodução do som.....	65
	Em pauta.....	72
ENGENHARIA —	O novo sistema Multivire aceita o desafio das interconexões.....	74
	Prancheta do projetista.....	79
	Prancheta do projetista — série nacional.....	83
SUPLEMENTO BYTE —	Microcomputador 2920 fala com o auxílio de software.....	84
	As máquinas falam nas escolas.....	90
CURSOS —	Instrumentação analógica e digital básica — 1.ª lição.....	92
	Prática nas técnicas digitais — 18.ª lição.....	100

N.E. n.º 41 — Julho/80

KITS —	Intercomunicador FM, a comunicação pela rede elétrica.....	2
SEÇÃO DO PRINCIPIANTE —	Popularizando os integrados CMOS — conclusão.....	15
	O problema é seu.....	20
TEORIA E INFORMAÇÃO —	Conversa com o leitor.....	23
	A tabela do mês.....	26
	Idéias do lado de lá.....	28
	Noticiário.....	32
	Estórias do tempo da galena.....	35
	Não está nos livros!.....	36
BANCADA —	Capacitor, esse desconhecido — conclusão.....	38
PRÁTICA —	Dois simples jogos digitais.....	48
	Acenda seu rádio (eletronicamente) com um fósforo.....	52
AUDIO —	Em pauta.....	54
	Verificador de impedâncias para alto-falantes.....	56
	Técnicas digitais nas gravações-conclusão.....	58
ENGENHARIA —	Prancheta do projetista — série nacional.....	66
	Prancheta do projetista.....	70
	Os V-MOSFETs de potência estendem seu domínio.....	74
SUPLEMENTO BYTE —	Sistema de desenvolvimento aceita os processadores de hoje — e os de amanhã.....	83
CURSOS —	Prática nas técnicas digitais — 19.º lição.....	91
	Instrumentação analógica e digital básica — 2.º lição.....	100

N.E. n.º 42 — Agosto/80

KITS —	Alarme ultra-sônico integrado.....	2
SEÇÃO DO PRINCIPIANTE —	O problema é seu.....	8
	A eletrônica dos circuitos básicos.....	9
TEORIA E INFORMAÇÃO —	A tabela do mês.....	14
	Conversa com o leitor.....	16
	Antologia do 723.....	19
	Livros em revista.....	24
	Idéias do lado de lá.....	25
PRÁTICA —	Um multiplex de 4 canais para multímetros digitais.....	26
	Converta sua velha calculadora em um conta-segundos digital.....	30
AUDIO —	Em pauta.....	35
	As novas padronizações do Institute of High Fidelity.....	39
ENGENHARIA —	Prancheta do projetista — série nacional.....	46
	A litografia de raios X na fabricação de circuitos integrados.....	56
	Prancheta do projetista.....	56
SUPLEMENTO BYTE —	O Z80 inaugura uma nova geração de microprocessadores de 8 bits.....	64
TELECOMUNICAÇÕES —	Serviços de telecomunicações — diagramas esquemáticos.....	75
CURSOS —	Instrumentação analógica e digital básica — 3.º Lição.....	91
	Prática nas técnicas digitais — 2.º lição.....	97

N.E. n.º 43 — Setembro/80

KITS —	Alarme ultra-sônico — conclusão.....	4
SEÇÃO DO PRINCIPIANTE —	O problema é seu.....	13
	A eletrônica dos circuitos básicos — 2.ª parte.....	14
TEORIA E INFORMAÇÃO —	A tabela do mês.....	20
	Estória do tempo da galen.....	22
	Conversa com o leitor.....	24
	Idéias do lado de lá.....	26
PRÁTICA —	Dois testadores: um para baterias.....	28
	...e outro para cristais.....	32
SEÇÃO PY/PX —	A transmissão AM não morreu.....	36
	...na verdade, ela nunca existiu.....	40
AUDIO —	Circuito de influência mútua para fones de ouvido.....	44
	Sonorização de palcos em shows — 1.ª parte.....	54
ENGENHARIA —	Em pauta.....	58
	Prancheta do projetista.....	62
	Prancheta do projetista — série nacional.....	66
	Detectores de fumaça — novos integrados e dispositivos.....	78
SUPLEMENTO BYTE —	Memórias "bubble", finalmente.....	89
CURSOS —	Instrumentação analógica e digital básica — 4.º lição.....	96
	Prática nas técnicas digitais — 21.ª lição.....	96

N.E. n.º 44 — Outubro/80

KITS —	Campainha musical programável — 1.ª parte.	3
	Mini — Kit — Ponta de prova lógica.	9
SEÇÃO DO PRINCIPIANTE —	O problema é seu.	14
	A eletrônica dos circuitos básicos — 3.ª parte.	16
TEORIA E INFORMAÇÃO —	A tabela do mês.	24
	Idéias do lado de lá.	25
	Conversa com o leitor.	26
	Livros em revista.	29
	Não está nos livros.	31
	Componentes.	36
	Antologia do TBA800/810/820.	40
ELETROMEDICINA —	A ascensão dos "biocuriosos".	51
PRÁTICA —	Fototriac.	54
	Indicador de nível para líquidos.	58
AUDIO —	Em pauta.	63
	Sonorização de palcos em shows — 2.ª parte.	66
	Casamento entre fitas e tape-deck, para um sistema Dolby ideal.	76
ENGENHARIA —	Prancheta do projetista.	79
	Prancheta do projetista — série nacional.	83
	Laser industrial — uma nova ferramenta.	85
SUPLEMENTO BYTE —	EE-PROMS de baixa potência são reprogramadas "a jato".	92
CURSOS —	Instrumentação analógica e digital básica — 5.ª lição.	96
	Prática nas técnicas digitais — 22.ª lição.	101

N.E. n.º 45 — Novembro/80

KITS —	O novo TG GAME.	3
	Moskit — o repelente que é o fim da picada.	10
	Campainha musical programável — conclusão.	12
SEÇÃO DO PRINCIPIANTE —	O problema é seu.	21
	A eletrônica dos circuitos básicos.	23
TEORIA E INFORMAÇÃO —	A tabela do mês.	29
	Idéias do lado de lá.	32
	Conversa com o leitor.	34
	Detectores piroelétricos por infravermelho.	39
NOTICIÁRIO NACIONAL —	XIII Congresso Nacional de Processamento de Dados.	47
	Prológica, um destaque do XIII CNPD.	48
PRÁTICA —	Minuteria eletrônica pelo toque.	51
	Um display gigante de 7 segmentos.	54
ELETROMEDICINA —	O ritmo alfa e a bio-realimentação.	61
AUDIO —	Em pauta.	64
	Sonorização de palcos em shows.	67
ENGENHARIA —	Prancheta do projetista.	80
	Prancheta do projetista — série nacional.	84
	Inversor sem transformador eleva o rendimento dos sistemas fotovoltaicos.	89
CURSOS —	Instrumentação analógica e digital básica — 6.ª Lição.	96
	Prática nas técnicas digitais — 23.ª lição.	102

N.E. n.º 46 — Dezembro/80

KITS —	Alarme ultra-sônico para automóveis.	3
	Buzina Musical Programável.	13
	Mini-kit: Luzes de Natal.	21
SEÇÃO DO PRINCIPIANTE —	O problema é seu.	24
	A eletrônica dos circuitos básicos.	27
TEORIA E INFORMAÇÃO —	Não está nos livros.	34
	Bancada.	36
	A tabela do mês.	40
	Idéias do lado de lá.	41
	Livros em revista.	42
	Antologia.	46
	Novidades industriais.	52
	Conversa com o leitor.	55
	Notícias da NASA.	59
	Componentes.	61
	Noticiário.	63
AUDIO —	Em pauta.	64
	Proteção contra transientes de rede.	66
ENGENHARIA —	Prancheta do projetista — série nacional.	74
	Prancheta do projetista.	76
	Novo amplificador de isolamento integrado a dois transformadores.	79
SUPLEMENTO BYTE —	As impressoras de era do processamento de dados.	91
CURSOS —	Prática nas técnicas digitais — 24.ª lição.	96
	Instrumentação analógica e digital básica — 7.ª lição.	101

PROJETE SUA FONTE DE TENSÃO

Paulo Nubile

Todos os projetos eletrônicos das mais diferentes áreas, seja telecomunicações, seja eletrônica digital, necessitam de um circuito básico: a fonte de tensão. Sem ela não há “sangue”, os circuitos eletrônicos não têm vida. A analogia pode parecer simplória, mas reflete tudo o que uma fonte representa para um circuito elétrico: vida.

Baterias e pilhas podem ser usadas nos circuitos. Mas a aplicação desses componentes têm uma restrição muito importante quanto ao consumo do circuito. Se o consumo for relativamente alto, digamos um pou-

co mais que 1A, as pilhas logo arriam. Com o preço atual das pilhas e baterias, não é nada econômico trocar uma pilha por semana.

A solução mais econômica é a construção da sua própria fonte. É pegar os 110V da rede e dá-lhe retificação e dá-lhe filtragem. É o jeito.

Existem vários tipos de fonte com vários graus de regulação e fatores de ondulação. Neste artigo você poderá apreciar uma discussão desses tipos de fonte e das técnicas envolvidas em seus projetos.

Este artigo serve igualmente a dois propósitos. O primeiro é de dar subsídios técnicos para um projeto de uma fonte de tensão. O segundo, não menos importante, é o de dar condições para uma manutenção rápida e eficiente das fontes pifadas.

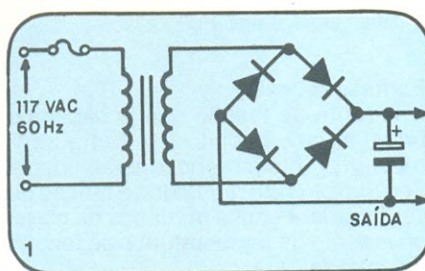
É muito raro existir um técnico ou aficionado em eletrônica que não tenha sentido a necessidade de montar sua própria fonte ou de consertá-la.

Desde o início...

As primeiras fontes de tensão usavam retificadores a válvula. Lembra? Daí surgiram os semicondutores, e com eles veio a simplificação. O diodo semicondutor ainda hoje é a peça chave de uma fonte de tensão. O esquema da figura 1 é uma fonte das mais básicas. O transformador de entrada diminui ou aumenta a tensão da rede conforme a tensão desejada na saída. Normalmente os transformadores são abaixadores, isto é, a tensão é “abaixada” de 110 V para algumas dezenas de volts.

A tensão de saída do transformador é enviada a um estágio retificador, onde é convertida em um sinal CC pulsante. O estágio retificador na figura 1 é formado pelos 4 diodos. O filtro, no caso, é formado por um capacitor eletrolítico, suaviza os pulsos de corrente

De acordo com as exigências, o esquema da fonte de tensão vai assumindo uma complexidade cada vez maior.



Fonte de tensão básica.

continua para que a tensão se aproxime mais daquela que é fornecida por uma pilha ou bateria.

As dimensões do transformador dependem principalmente da tensão e corrente de saída da fonte. Digamos que você esteja projetando uma fonte de tensão para trabalhar com as seguintes especificações: tensão de saída = 12 V e corrente máxima = 500 mA. Nesse caso, um transformador de 11 V/500 mA é ideal para o seu propósito. Se você não encontrar um transformador com especificações tão próximas das desejadas, um transformador com tensão de saída mais alta pode ser usado; nesse caso, o circuito de filtragem deve se incumbir da redução da tensão até o nível desejado.

Uma medida de prudência é anexar um fusível ao circuito do primário do transformador. Em alguns casos é preciso colocar um segundo fusível. Logo após, o enrolamento secundário do mesmo transformador.

Para determinar o valor do fusível devemos usar a relação fundamental dos transformadores:

$$P_1 \times V_1 = P_2 \times V_2$$

O produto da tensão pela corrente no primário é igual ao produto da tensão pela corrente no secundário. Isso na verdade ocorre apenas quando o transformador é ideal, ou seja, quando toda a energia elétrica entregue ao primário aparece no secundário. Nos transformadores reais essa relação é aproximadamente verdadeira.

Continuando com nossa fonte de 12 V e 500 mA, podemos calcular o fusível de entrada através de uma simples conta:

$$I_1 = I_2 V_2 / V_1$$

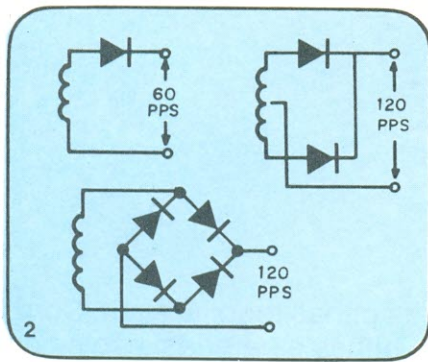
Se a rede for conectada ao primário, a tensão V_1 vale 110 V e se a fonte deve apresentar 12 V na saída, o valor de V_2 deve ser ligeiramente inferior, já que este é o valor eficaz (o valor de pico é igual ao valor eficaz multiplicado pela raiz quadrada de 2). Digamos que V_2 seja igual a 11 V, então:

$$I_1 = 500 \times 11 / 110 = 50 \text{ mA}$$

O valor prático para o fusível é 5 vezes essa corrente do primário. O fusível, nesse caso, deve ser de 250 mA.

Os três circuitos retificadores básicos estão na figura 2. São, respectivamente, o retificador de meia onda, de onda completa e o de onda completa em ponte. O retificador de meia onda apresenta na saída um sinal contínuo e pulsado que é difícil de filtrar e deve

Qual o técnico ou engenheiro que não sentiu a necessidade de projetar ou consertar uma fonte de tensão? ▶



Os retificadores a diodos semicondutores.

ser usado em projetos onde não se requer baixo fator de ondulação na saída. Já os retificadores de onda completa e o de onda completa em ponte também apresentam um sinal contínuo e pulsado, só que com maior facilidade de filtragem pois não há vazios entre um ciclo e outro. Esses retificadores são usados nos esquemas onde o fator de ondulação deve ser pequeno.

O retificador de onda completa precisa de um terminal de referência, central, chamado em inglês de "center tap"; no retificador em ponte, porém, esse terminal não é necessário; o que representa uma vantagem.

Para projetar o sistema de filtragem são necessários dois dados: a mínima resistência de saída e o período do sinal pulsado de saída do retificador.

A mínima resistência de saída é dada pela divisão da tensão de saída pela máxima corrente. Para a nossa fonte temos:

$$R_{\min} = 12 \text{ V} / 500 \text{ mA} = 24 \Omega$$

E o período é o inverso da frequência (no caso, 120 Hz)

$$T = 1/f = 1/120 \text{ Hz} = 8,3 \text{ ms}$$

O capacitor de filtragem deve dificultar as variações da tensão de saída da fonte, amortecendo as ondulações. O capacitor deve ser tal que a constante de tempo de carga e descarga seja 3 vezes maior que o período do sinal pulsado de saída do retificador, ou seja:

$$3T = R_{\min} \cdot C$$

$$C = 3T/R_{\min} = 3 \times 3,3 \text{ ms} / 24 \Omega = 1000 \mu\text{F}$$

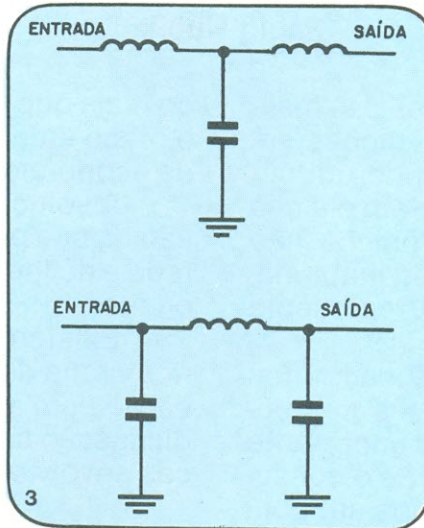
É o valor mínimo para que a sua fonte tenha uma boa filtragem na prática. Outro dado importante sobre o capacitor de filtragem é a tensão de isolamento. A tensão de pico na saída do retificador é dada por:

$$V_{\text{pico}} 11 \text{ V} \times \sqrt{2} = 15,6 \text{ V}$$

Um capacitor de 16 V de isolamento pode ser usado, embora seja recomendável a escolha de uma tensão mais alta, como de 20 V ou 25 V.

Outros tipos de filtros podem ser usados, quanto maior for a necessidade de diminuir as ondulações, melhor

deve ser a qualidade do filtro. Na figura 3 estão dois filtros com capacidade de filtragem maior que a de apenas um capacitor. São conhecidos como filtros tipo T e tipo Pi. Eventualmente os indutores podem ser substituídos por resistores.

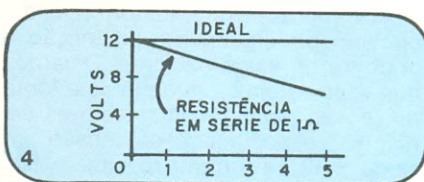


Filtros tipo T e tipo Pi.

Fontes práticas

A fonte de tensão que já sabemos projetar (cujo circuito é o da figura 1) tem um problema sério: a estabilidade. Sem um circuito regulador, a tensão de saída variará com a mudança de carga ou mesmo da temperatura e da tensão de entrada.

A curva $V \times I$ (tensão por corrente) de uma fonte de tensão de 12 V com uma resistência interna de 1Ω se encontra na figura 4. Note que enquanto a cor-



Curva $V \times I$ com uma resistência de 1 Ohm em série.

rente de saída sobe de 1 A a tensão decresce de 1 V devido à queda na resistência interna. Ou seja, essa fonte trabalhando com uma carga que drena 1 A fornece não 12 V na saída, como seria de se esperar, mas apenas 11 V.

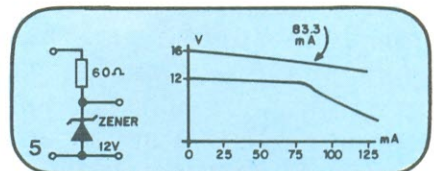
Os reguladores assumiram uma complexidade tal que os circuitos tiveram que ser embutidos dentro de um integrado, para que os projetos de fontes sejam mais práticos.

Reguladores de tensão

O diodo zener é talvez o mais simples regulador eletrônico. Uma vez alcançada a sua tensão de avalanche, ela é mantida com correntes cada vez maiores até a corrente de ruptura, numa extensa faixa utilizável.

Existem diodos zener de várias tensões e para várias potências. Todas as tensões e correntes usuais estão representadas.

Projetar um regulador zener para uma fonte de tensão consiste em determinar o valor do resistor que deve ser colocado em série com o zener, determinando a máxima potência que poderá ser entregue à carga.



O regulador zener e sua curva $V \times I$.

A figura 5 mostra o regulador zener e sua influência na curva $V \times I$ da fonte. A regulação é boa até o ponto em que a resistência da carga é tão pequena que a tensão zener não é atingida. No caso o zener atua não como um regulador, mas como um mero resistor. Então, a corrente do diodo zener deve ser maior que a máxima corrente da carga. Com uma carga que puxa 500 mA, o zener deve puxar em torno de 2,5 A para uma boa regulação. No caso o zener deve ter uma potência de 30 W. É um diodo zener muito caro e não comercial. Logo, o uso de reguladores desse tipo é aplicável apenas a fontes de pequena e média potência, ou seja, com baixa exigência quanto à corrente de saída. Por exemplo, para uma fonte de 12 V, um diodo zener de 1 W regula correntes de saída de até 83 mA.

Em nossa fonte de 12 V/500 mA, a tensão que vem da ponte retificadora é de 15 V. O diodo deve regulá-la em 12 V. Há uma diferença de 3 V que deve ser legada a um resistor em série. O valor do resistor é calculado pela fórmula:

$$R = 3 \text{ V} / 83 \text{ mA} = 36 \Omega$$

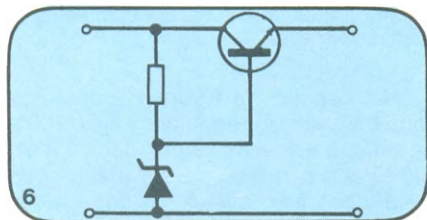
O retificador a zener é simples de projetar, mas não é econômico em fontes de alta potência ou alta corrente. Mas, pode ser usado como um regulador de entrada dos estágios reguladores a transistor que passaremos a analisar.

O regulador "pass" a transistor.

Usando um diodo zener como regulador de referência, a regulação de saída da fonte pode ser feita com um estágio seguidor de emissor a transis-

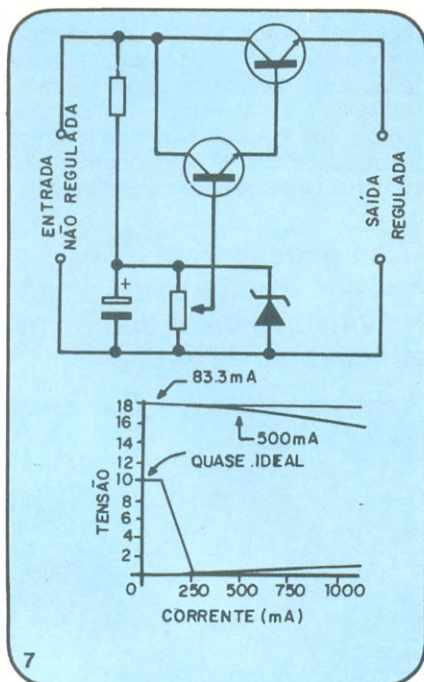
tor para obter ganho em corrente sem ganho em tensão, mantendo assim a tensão de saída, mas aumentando a corrente que uma carga pode puxar.

A configuração deste circuito pode ser vista na figura 6. Como o regulador a zener não tem capacidade de regulação para a nossa fonte de 12V/500 mA, o regulador "pass" deve ser usado. Antes, porém, devemos saber quais são as exigências de potência e corrente para o transistor.



O regulador "pass".

Um ganho em corrente do transistor de 10 permitirá uma regulação em corrente até 10 vezes superior à máxima do regulador zener. Ou seja, se o regulador zener é capaz de regular até 83 mA, o regulador "pass" seria capaz de regular correntes até 830 mA (ultrapassando nossas exigências de 500 mA para a corrente de saída). Quanto maior for o valor do β do transistor, melhor; dois transistores podem ser usados numa montagem Darlington para multiplicar os ganhos. O circuito fica com a configuração da figura 7.



O regulador "pass" com montagem darlington e tensão de saída variável.

Voltemos ao circuito da figura 6. Digamos que a saída do filtro apresente uma tensão de 15 V. Como a saída deve ser de 12 V, a queda de tensão entre coletor e emissor deve ser de 3 V. A corrente de coletor deve ser de 500 mA. A potência de trabalho deve ser

$$P = 3 \text{ V} \times 500 \text{ mA} = 1,5 \text{ W}$$

No caso, a corrente de base máxima seria de 50 mA e a dissipação máxima no zener seria de 600 mW, ou seja, um zener de 1 W poderia ser usado com sobras de segurança.

Usando o regulador "pass" teremos uma benéfica multiplicação de capacitância. A capacitância de base é refletida nos terminais emissor e coletor. O fator de multiplicação é o mesmo do ganho em corrente.

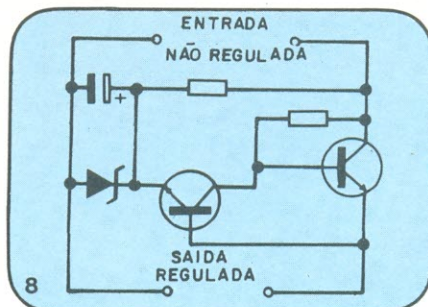
A configuração "pass" também permite a obtenção de fontes com tensão de saída variável, colocando um potenciômetro em paralelo com o diodo zener e retirando a tensão de referência do seu terminal central, como mostra a figura 7. O potenciômetro no entanto não pode ter um valor muito alto, já que ele deve ser capaz de fornecer os 50 mA para a base; com isso o diodo zener deve também drenar mais corrente.

O amplificador de erro, amplifica o erro da tensão de saída para "consertá-lo".

O amplificador de erro

A configuração "pass" também tem seus problemas. Por exemplo, ela não é capaz de combater as variações da tensão de saída. As variações da tensão de saída poderiam ser detetadas por algum circuito que, além de detetá-las, enviaria um sinal para o regulador de modo a compensar essas variações. Ou seja, o circuito faz aumentar a tensão de saída quando a tensão da rede subir. Nesse caso a fonte seria imune às variações da tensão de entrada. O circuito capaz disso é chamado de amplificador de erro.

Ele pode ser um amplificador em emissor comum, que trabalha como inversor. Na figura 8 o amplificador de

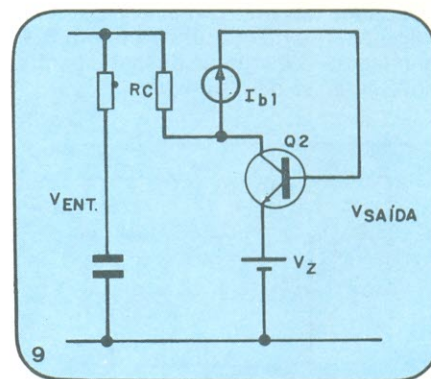


Regulador "pass" com um amplificador de erro.

erro é representado pelo transistor Q2. O zener continua sendo a tensão de referência. Quando, por algum motivo, a tensão de saída tende a cair, o transistor conduz menos e a tensão entre coletor e emissor aumenta, aumentando assim a tensão de saída. Quando a tensão por qualquer motivo subir, o inverso ocorre, o transistor conduz mais, a tensão entre coletor e emissor diminui e a tensão de saída também diminui. O transistor Q2 trabalha, então, como um elo de realimentação negativa.

Os cálculos para o transistor "pass" e para o zener continuam os mesmos. O resistor de coletor de Q2 deve ser calculado de modo a fornecer a corrente de base requerida pelo transistor "pass".

Para esses cálculos podemos usar o circuito equivalente da figura 9. Ne-



Circuito equivalente do regulador "pass" com amplificador de erro.

le, o diodo zener foi substituído por uma fonte de tensão com tensão igual à de avalanche, e o transistor "pass" foi substituído por uma fonte de corrente. Com a inclusão do transistor Q2, a tensão de referência deve cair um pouco, para que tenhamos a seguinte igualdade:

$$V_s = V_z + V_{ceqQ2} + V_{beQ1}$$

No nosso caso devemos ter:

$$12 \text{ V} = V_z + V_{ceqQ2} + 0,7 \text{ V}$$

$$V_z + V_{ceqQ2} = 11,3 \text{ V}$$

Há vários valores possíveis para V_z e V_{ceqQ2} . Se um zener de 9,6 V for usado, a tensão quiescente do transistor Q2 deve valor 1,7 V e a tensão do resistor de coletor é dada por:

$$V_{Rc} = V_e - (V_{ceqQ2} + V_z)$$

$$V_{Rc} = 15 \text{ V} - 11,3 \text{ V} = 3,7 \text{ V}$$

Como a corrente de base do transistor "pass" deve ser de 50 mA, no pior caso, então o resistor pode ser calculado para essa corrente mais 10%.

$$R_c = 3,7 \text{ V} / 55 \text{ mA} = 67,3\Omega$$

Um valor comercial para R_c é o de 68 Ω .

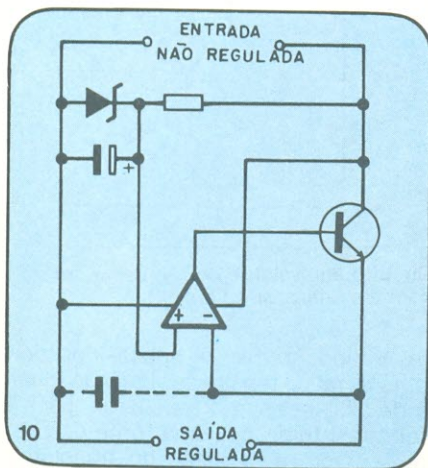
Se você quiser ainda tornar a tensão de saída variável, você poderá fazer variar a tensão zener como foi des-

crito anteriormente, através de um potenciômetro. Também é possível colocar o potenciômetro na base do transistor amplificador de erro. O problema com esse método é que a sensibilidade do próprio amplificador de erro é diminuída.

A sensibilidade ou ganho do amplificador de erro é muito importante. Se o ganho do amplificador for maior, pequenas variações da tensão de saída causarão variações de comportamento do transistor "pass".

Há várias formas de aumentar o ganho do amplificador de erro. Você pode usar um estágio Darlington para o regulador "pass". Outra forma é usar um circuito integrado especial: o amplificador operacional.

O operacional mais comumente usado é o 741 e, nas fontes de tensão tem se mostrado muito eficiente. Além disso, usando o 741 como amplificador de erro, o resistor de coletor, presente no circuito da figura 8, é eliminado. O esquema passaria para a configuração da figura 10.



Operacional como amplificador de erro.

A entrada não-inversora, simbolizada com "+", é alimentada com a tensão de referência do diodo zener. A outra entrada, a inversora, simbolizada com "-", é ligada à saída. Nesse caso o amplificador operacional funciona como um estágio inversor, da mesma forma que o amplificador de erro a transistor. Quando a tensão de saída sobe, a tensão de entrada inversora também sobe; em consequência, a tensão de saída decresce, diminuindo a corrente de base do transistor "pass" e, finalmente, diminuindo a tensão de saída da fonte. Quando a tensão de saída decresce, a corrente de base aumenta, aumentando também a tensão de saída da fonte.

Tudo que acabamos de dizer pode ser visualizado na figura 10. A alimentação para o circuito integrado é obtida da própria entrada de tensão do cir-

cuito, já que as condições de trabalho do operacional não são críticas.

O regulador "pass" pode ser entendido como um zener em tamanho gigante, ou seja, para grandes potências.

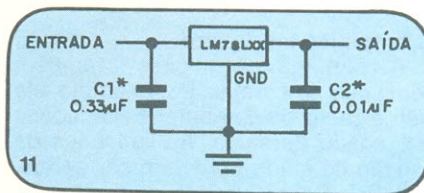
As fontes com reguladores de tensão integrados

Uma simplificação notável nos projetos das fontes de tensão é conseguida através dos reguladores de tensão integrados.

São dispositivos com 3 terminais de acesso onde na entrada a tensão pode ultrapassar várias vezes a tensão obtida na saída. São reguladores extremamente eficientes. Os integrados mais conhecidos nessa linha são os da linha 100, 200 e 300 (LM341, por exemplo), da linha 700 (como o 723) e os 78XX.

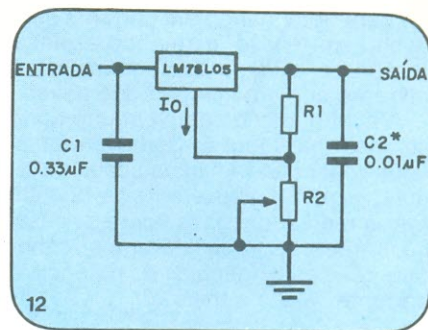
Os reguladores integrados foram desenvolvidos devido à grande necessidade de tensões de alimentação muito estáveis.

Para uma fonte de um sistema de integrados TTL, o projeto é bem simples, porque basta conhecer as exigências de corrente do sistema e escolher o integrado que fornece um pouco além dessa corrente numa tensão de 5V de saída.



Circuito de regulação com integrado.

A figura 11 dá o esquema do regulador básico. Apenas dois capacitores são anexados ao integrado contra os transientes de tensão. De resto, o integrado, com seu complexo circuito interno, se incumba da regulação. Com mais um resistor e um potenciômetro a fonte torna-se variável.



Fonte regulada a integrado com saída de tensão variável.

No circuito da figura 12, digamos que o integrado regulador seja o 7805. A tensão entre os terminais 2 e 3 do integrado sempre será 5 V (desde que a tensão não-regulada de entrada exceda esse valor). Com o uso do potenciômetro, a tensão é elevada segundo a equação

$$V_s = 5V + (5V/R1 + I_o)R2$$

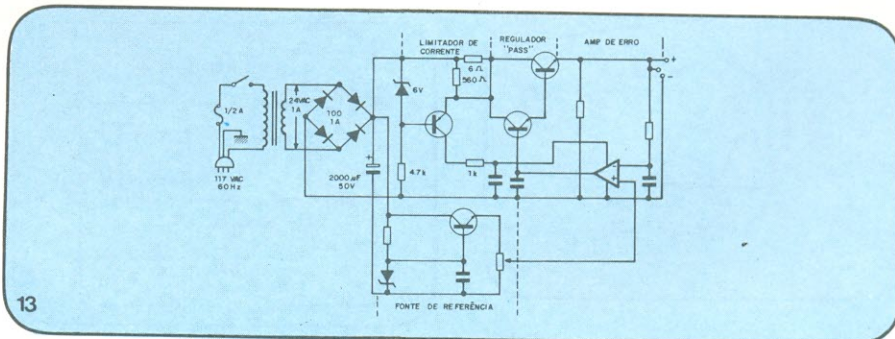
A corrente I_o tem a intensidade de 1/3 da corrente de saída. A escolha de R1 e R2 é arbitrária, mas os valores altos são preferíveis, para não sobrecarregar a fonte.

Os reguladores de tensão integrados abrem novos horizontes para os projetistas, porém, o grande problema ainda é a potência; os integrados não suportam correntes muito altas, e os que suportam custam bem caro.

Uma fonte prática

Com as discussões que fizemos neste artigo você já pode tentar fazer o seu projeto prático. A figura 13 mostra o esquema de uma fonte com os seguintes recursos: limitador de corrente, regulação "pass", amplificador de erro operacional, e fonte de referência variável. Além disso, os componentes que ela usa são encontrados em qualquer loja de componentes eletrônicos. Uma vantagem, sem dúvida.

Amplificadores operacionais são usados com bastante funcionalidade como amplificadores de erro.



Uma fonte de luxo.

O Codificador Digital para Radiocontroles

Equipe Técnica NOVA ELETRÔNICA

Resolvemos mesmo atacar os circuitos de radiocontrole. É fascinante demais. Depois do “decodificador para servomecanismos de radiocontrole” publicado no número 46, agora desenvolvemos o codificador digital com sete canais, ou seja, com possibilidade de controlar sete servomecanismos por sinais de rádio.

O decodificador gera uma série de 7

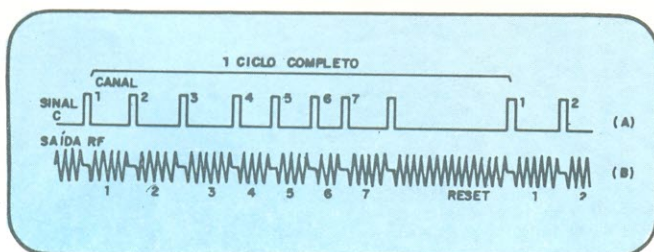
pulsos seguidos de um pulso de sincronismo. A largura de cada pulso depende da posição de um potenciômetro. O circuito usa componentes facilmente encontráveis na praça, o que representa a possibilidade de montagem por parte de todos os aficionados e não apenas de uma meia dúzia que pode importar os seus componentes.

Codificação de sinais para sistemas de radiocontrole

Uma pequena introdução aos sistemas de radiocontrole foi apresentada no número 46, na discussão do decodificador para servomecanismos de radiocontrole. Lá vimos como um pulso de maior ou menor duração pode ser usado para controlar servomecanismos. O processo de codificação nada mais é que o de geração desses pulsos.

A figura 1 é um sinal típico de um codificador para sete canais. Ao todo são sete pulsos de largura variável e um, o maior de todos, que serve como pulso de sincronismo. Todos os pulsos têm largura constante e o que varia é o intervalo entre um pulso e outro. O primeiro intervalo controla o canal 1, o segundo intervalo controla o canal 2 e assim até o sétimo intervalo; o oitavo é o de sincronismo e tem largura fixa.

A parte B da figura 1 inclui a parte de RF da codificação de um sinal para um sistema de radiocontrole. Observe mais uma vez que a modulação se dá nos períodos de zero dos pulsos. A frequência de RF usada nesse caso é arbitrária, mas arbitrária no sentido de que há uma grande faixa de frequência para a qual o sistema pode funcionar satisfatoriamente. A legislação, porém, restringe esses valores para dentro da faixa do cidadão.



(A) Sinal característico do codificador.
(B) com a saída de RF.

O circuito do codificador

O objetivo do codificador é o de gerar uma série de 7 pulsos de largura variável entre 1 e 2 milissegundos, de acordo com a posição dos potenciômetros de controle.

O codificador, como mostra a figura 2, é um circuito que pode ser dividido em dois blocos: o chaveador de canais e o bloco de codificação.

O bloco de chaveamento é uma chave analógica que permite a passagem do sinal de somente um canal por vez. O sinal de cada canal é um nível de tensão CC que é determinado pelo potenciômetro de controle.

O codificador transforma o nível CC que aparece na saída do chaveador num pulso de largura proporcional ao seu nível. Além disso, após cada pulso, o codificador envia um sinal ao chaveador para a troca do canal selecionado.

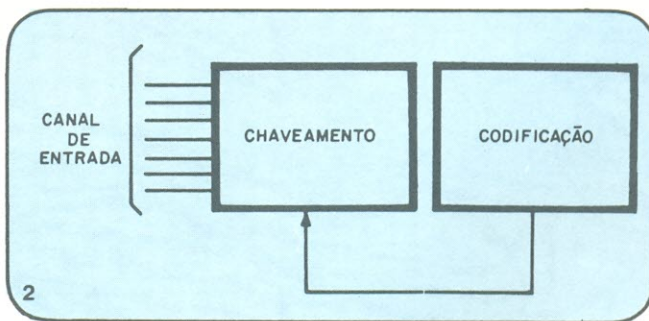
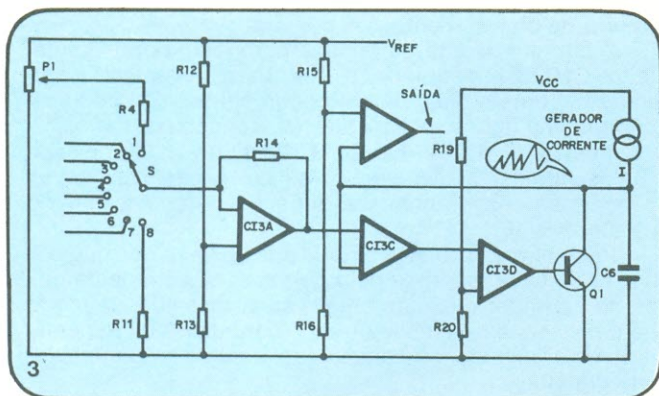


Diagrama de blocos do codificador.

Gerador de Rampa Linear

A figura 3 mostra o circuito que é a alma do codificador. Nesse circuito, o bloco de chaveamento foi substituído por uma chave mecânica, só para simplificar a análise. Os quatro amplificadores operacionais que aparecem no



O gerador de rampas lineares.

circuito fazem parte do integrado LM324.

O CI3A é um amplificador cuja saída é conectada à entrada inersora do CI3C. Este operacional funciona como comparador e sua entrada não inversora é conectada ao capacitor C6 que é carregado por uma fonte de corrente. Quando a tensão no capacitor for superior à tensão de saída do CI3A, a saída do comparador assume o valor da fonte de tensão positiva (+ Vcc). O CI3D é um inversor de tal modo que quando a saída do CI3C apresentar um nível alto o transistor Q1 satura e o capacitor se descarrega. Logo que C6 tenha se descarregado o comparador CI3C e o inversor CI3D voltam a cortar o transistor, permitindo nova fase de carga do capacitor.

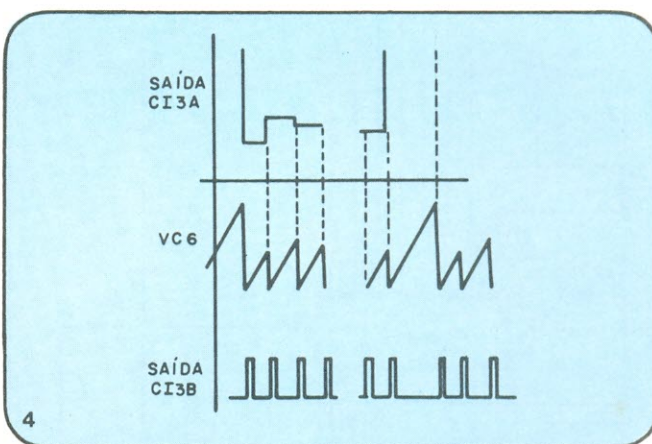
Esse capacitor é também ligado à entrada de um outro comparador, o CI3B, que é o estágio de saída. Na outra entrada desse comparador é mantida uma tensão levemente positiva e fixa. Quando a tensão no capacitor é maior que esse nível fixo, a saída do comparador é nula;

caso contrário, apresenta um nível alto. Configura-se, assim, o aparecimento de pulsos de largura fixa e espaçamento variável entre um pulso e outro.

Cada vez que o capacitor C6 se descarrega a chave S é forçada a comutar para a próxima posição.

Para sincronizar o receptor é necessário, como já vimos, um pulso mais longo que os outros. Isso se consegue fazendo com que a oitava posição da chave seja sempre alimentada com uma tensão suficientemente pequena para fazer com que a saída do amplificador CI3A assuma uma tensão fortemente positiva; nesse caso o capacitor C6 deve se carregar mais para comutar o conjunto CI3C/CI3D.

As formas de onda esperadas para o circuito do gerador de rampa se encontram na figura 4.



Formas de onda características do circuito do codificador.

NO RIO DE JANEIRO ESTA MARCA E ESTE NOME JÁ ESTÃO FICANDO FAMOSOS E SIMBOLIZANDO PONTUALIDADE NA ENTREGA E CORTESIA



CARVALHO ABREU

CARVALHO ABREU — REPRESENTAÇÕES, INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.

DIVISÃO DE REPRESENTAÇÕES

MELRO ELETRÔNICA LTDA.
ROMIMPEX S.A.
KARMAR IND. E COM. LTDA.
PLÁSTICOS UTRERA LTDA. (Conta Própria)
RUNAGE IND. E COM. DE PLÁSTICOS LTDA.

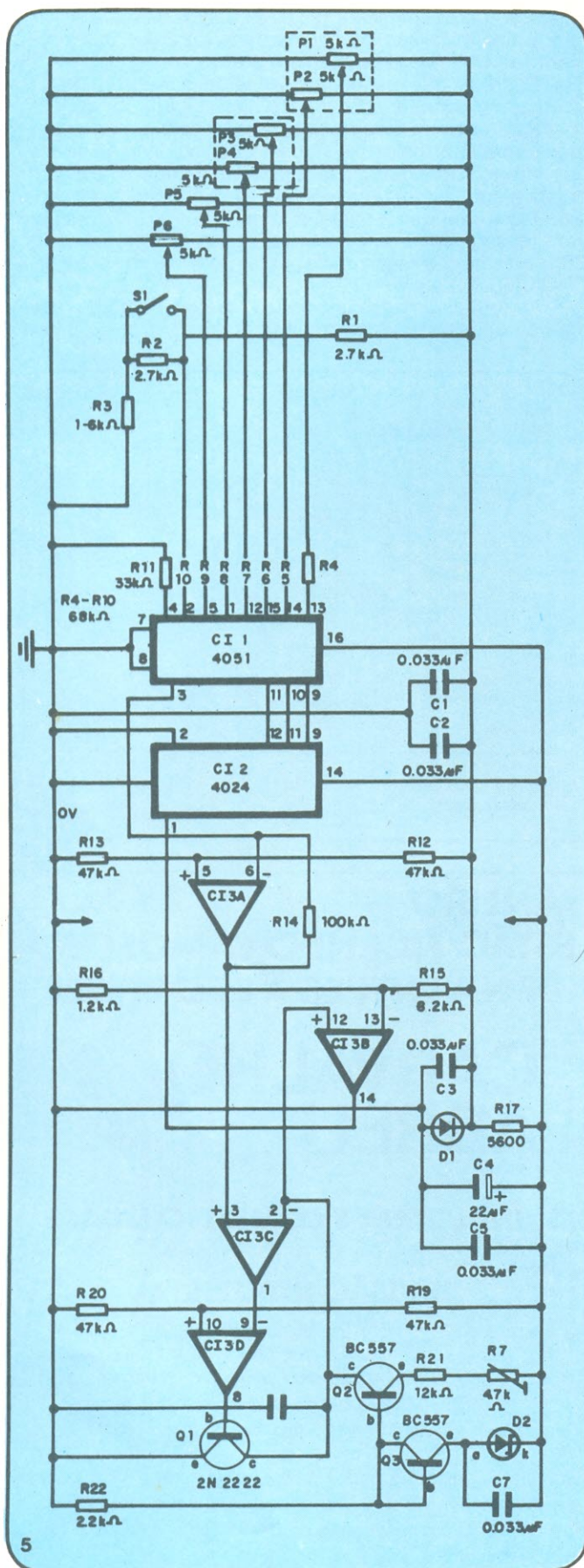
DIVISÃO INDUSTRIAL

- Fabricação de circuitos impressos convencionais e profissionais.
- Montagem em cartões de circuito impresso.
- Desenvolvimento de Projetos eletrônicos e mecânicos.

Linha de produtos: knobs, conectores profissionais e visores em alumínio; estações de solda; conversores de 12VCC para 110VCA/60Hz; ferros de solda de 10V, 12V, 48V, 55V, 110/220V; relés fotoelétricos para fins industriais; painéis em alumínio e em acrílico; carretéis para transformadores; peças especiais em plástico injetado; componentes para a indústria eletrônica; circuitos impressos; montagens; desenvolvimento de projetos; assistência técnica.

VENHA PARA JUNTO DE NÓS!

Rua Marechal Castelo Branco, nº 584 — Centro — Nilópolis — Telefone: 791-4558 — CEP 26500 — Rio de Janeiro
Fábrica: Rua Ernesto Cardoso, 588 — NILÓPOLIS — RJ



O circuito completo do codificador.

Circuito de chaveamento

O circuito de chaveamento é composto por dois integrados CMOS: um contador e uma chave analógica. Observe atentamente o diagrama elétrico completo do codificador digital na figura 5, com especial atenção aos CI1 e CI2. Os pinos 13, 14, 15, 12, 1, 5, 2 e 4 são os níveis CC de cada canal; só um deles aparecerá no pino 3. O canal selecionado por essa chave analógica depende do estado binário dos pinos 9, 10 e 11.

Por sua vez, a palavra binária que aparece nos pinos 9, 10 e 11 do CI1 é definida pelo contador. A entrada de pulsos do contador é exatamente o sinal de saída, de modo que na passagem de cada pulso o contador é incrementado de uma unidade e o canal selecionado é mudado automaticamente.

P1 a P6 são os seis potenciômetros de controle para seis canais e o sétimo é controlado por uma chave (apenas dois estados possíveis).

A Fonte de corrente

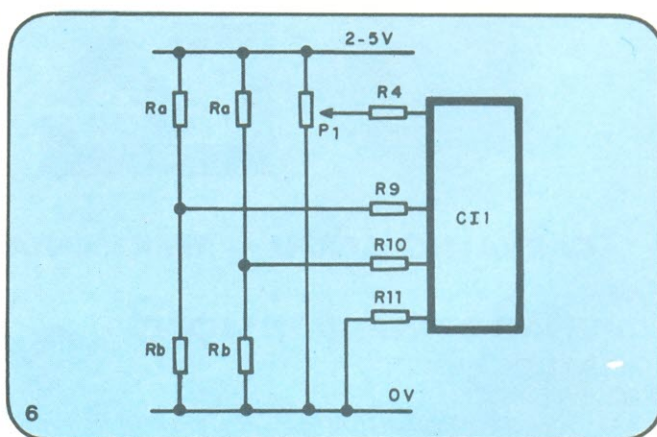
O capacitor C6 é carregado por uma fonte de corrente formada pelos componentes Q2, Q3, R21, R22, P7, D2 e C7. O diodo zener de referência D2 é uma fonte de tensão bastante precisa contra variações de temperatura e corrente e é o coração da fonte de corrente. Q4 é usado apenas para cancelar os efeitos de variação da tensão VBe do transistor Q2. O potenciômetro P7 serve para variar a corrente da fonte para ajustar a largura dos pulsos de todos os canais.

Fonte de referência

Como já vimos, o circuito do codificador usa muito a comparação de tensões. Por isso é preciso que a fonte de referência seja de boa qualidade. Isso é conseguido com uma re-filtragem da fonte Vcc, da qual participam os componentes R17, C4, C5 e D1.

Canais não usados

É possível que você não queira usar os 7 canais disponíveis. A eliminação dos canais se dá com o uso de alguns componentes adicionais. A figura 6 mostra como ligar tais componentes. Os resistores Ra e Rb fixam o nível de tensão do canal no centro, de forma que os pulsos dos canais eliminados em nada influirão no restante do sistema. Os dois resistores são iguais.

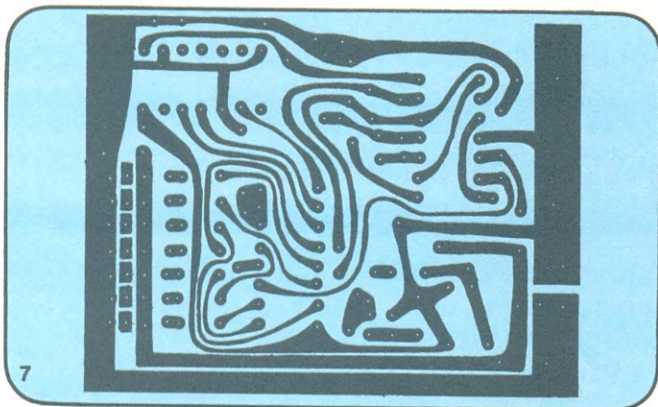


Arranjo para a eliminação de canais.

A Montagem

O codificador deve ser montado numa placa de circuito impresso (figura 7). Nele estão acomodados os componentes tanto do bloco de chaveamento quanto do codificador em si.

Na foto do protótipo montado em nosso laboratório, três canais estão sendo usados e os outros foram elimina-



Chapa do circuito impresso.

dos com o uso dos resistores Ra e Rb.

O capacitor C6 é muito importante no desempenho do circuito. Recomenda-se que ele seja de poliéster ou polipropileno.

Os transistores Q1, Q2 e Q3 são de fácil acesso. Os demais componentes, mesmo os integrados, são também fartamente encontráveis nas boas lojas do ramo.

A fonte de tensão VCC é de 9,6 volts que podem ser conseguidos com o uso de uma bateria de níquel-cádmio ou com o uso de uma fonte externa.

Relação de componentes

Resistores

- R1 — 2,7 kOhms
- R2 — 2,7 kOhms
- R3 — 1,6 kOhms
- R4 — 68 kOhms
- R5 — 68 kOhms
- R6 — 68 kOhms

- R7 — 68 kOhms
- R8 — 68 kOhms
- R9 — 68 kOhms
- R10 — 68 kOhms
- R11 — 33 kOhms
- R12 — 47 kOhms 1%
- R13 — 47 kOhms 1%
- R14 — 100 kOhms
- R15 — 8,2 kOhms
- R16 — 1,2 kOhms
- R17 — 560 Ohms
- R18 — 4,7 kOhms
- R19 — 47 kOhms
- R20 — 47 kOhms
- R21 — 12 kOhms
- R22 — 2,2 kOhms

Capacitores

- C1 — 0,033 μ F cerâmico 10 V
- C2 — 0,033 μ F cerâmico 10 V
- C3 — 0,033 μ F cerâmico 10 V
- C4 — 22 μ F eletrolítico 25 V
- C5 — 0,033 μ F cerâmico 10 V
- C6 — 0,22 μ F (veja o texto)
- C7 — 0,033 μ F cerâmico 10 V

Semicondutores

- CI1 — 4051 CMOS
- CI2 — 4024 CMOS
- CI3 — 324 Linear
- Q1 — 2N2222
- Q2 — BC557
- Q3 — BC557
- D1 — zener 3V6
- D2 — zener 3V6

Potenciômetros

- P1 a P6 — 5 kOhms linear
- P7 — 4,7 kOhms trimpot



DESCANSE!

E QUANDO PRECISAR DE
RESISTORES
CAPACITORES
RELÉS
CHAVES
SOQUETES ETC

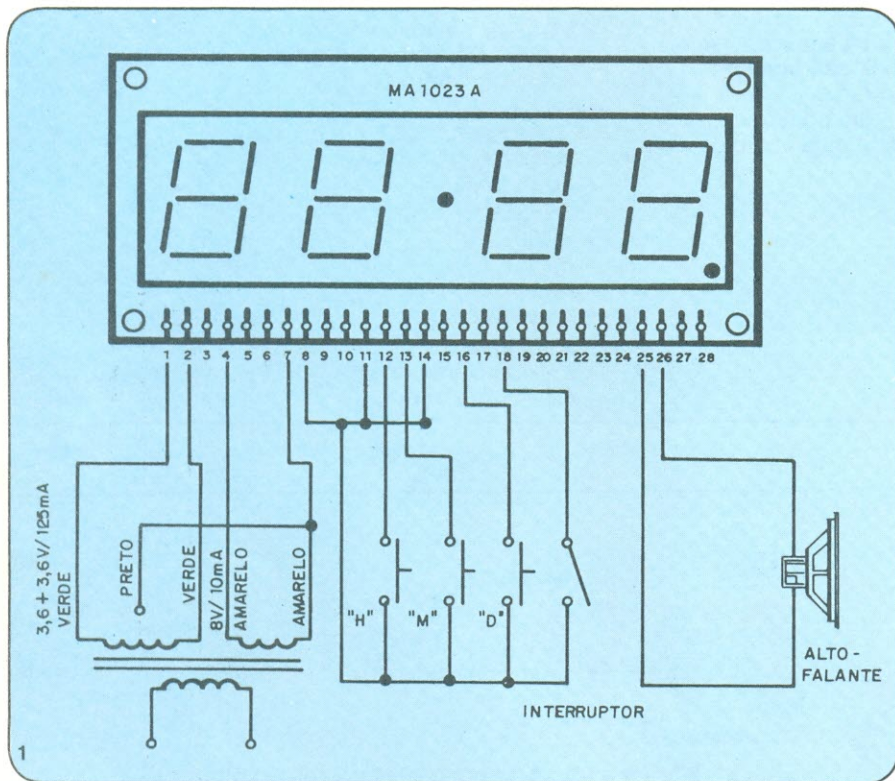
É SÓ IR ATÉ A

ELETRÔNICA RADAR LTDA.
Rua General Liberato Bitencourt, 1.999
Fone: 44-3771 — Florianópolis — SC

DIGITEMPO

Na revista Nova Eletrônica n.º 13 publicamos o artigo-kit Digitempo, um relógio e despertador digital. A versão apresentada naquela oportunidade usa interruptores por pressão (do tipo push pull). Nosso laboratório pesquisou e descobriu uma nova versão para o Digitempo, com interruptores por toque; e para isso basta substituir cada interruptor por um circuito hipersimples constituído de um transistor e um capacitor.

agora com controle por toque



A construção de relógios digitais foi bastante simplificada com o surgimento dos módulos de relógios digitais, que são blocos que incluem o circuito do relógio, a base de tempo e o display num único circuito impresso. Basta conectá-lo às tensões adequadas e a alguns interruptores para fazê-lo funcionar.

O Digitempo é um relógio projetado com base no módulo MA 1023A. Para quem quiser mais informações sobre o MA 1023A sugerimos uma consulta às páginas 55/60 da NE n.º 10. Discutiremos aqui apenas o essencial para a troca dos interruptores de pressão pelos interruptores por toque.

A figura 1 dá o esquema das ligações externas ao MA 1023A. Os trans-

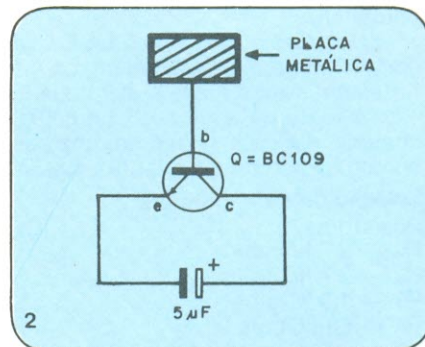
formadores alimentam o módulo, 3 interruptores por pressão ajustam as horas e o instante de despertar, o interruptor liga e desliga o despertador e um alto-falante serve como despertador.

As chaves "H", "M" e "D", do tipo push pull, podem ser substituídas por um circuito de um transistor e um capacitor que atuam como interruptores por toque.

O interruptor por toque

O transistor BC109 e um capacitor eletrolítico de 5 uF já são suficientes para um controle por toque das entradas "H", "M" e "D".

Observe a figura 2. O transistor BC109 é um transistor NPN de altíssi-



mo ganho de modo que o potencial elétrico presente na pele humana já é o suficiente para levá-lo à condução. Um capacitor eletrolítico é colocado entre coletor e emissor do transistor para evitar as oscilações em 60 Hz que poderiam introduzir um chaveamento durante o toque (a chave liga e desliga sessenta vezes por segundo), o que é claramente indesejável.

O novo circuito do digitempo, com controle por toque, pode ser visto na figura 3.

Montagem

Os interruptores por pressão devem ser substituídos por terminais metálicos onde são soldadas as bases dos transistores. Coletores e emissores são ligados onde eram ligados os antigos interruptores. Se você conseguir um capacitor suficientemente pequeno, é possível deixá-los pendurados junto à placa metálica.

Uma solução com boa estética é a seguinte:

Substitua os interruptores antigos por interruptores metálicos como mostra a foto. Pelo lado de dentro a base é soldada à carcaça do interruptor. Se for necessário, alargue o orifício para que os interruptores metálicos (usados em muitos outros kits da Nova Eletrônica, como o Stereo 100) caibam neles.

Observe a foto da figura 4. Em

questão de minutos você já terá substituído os interruptores antigos pelos novos interruptores por toque.

Depois da montagem, ligue o relógio e teste os interruptores. É possível

que os interruptores não funcionem imediatamente. Se for o caso inverta o plug da tomada. Depois dessa operação os interruptores funcionarão com certeza.

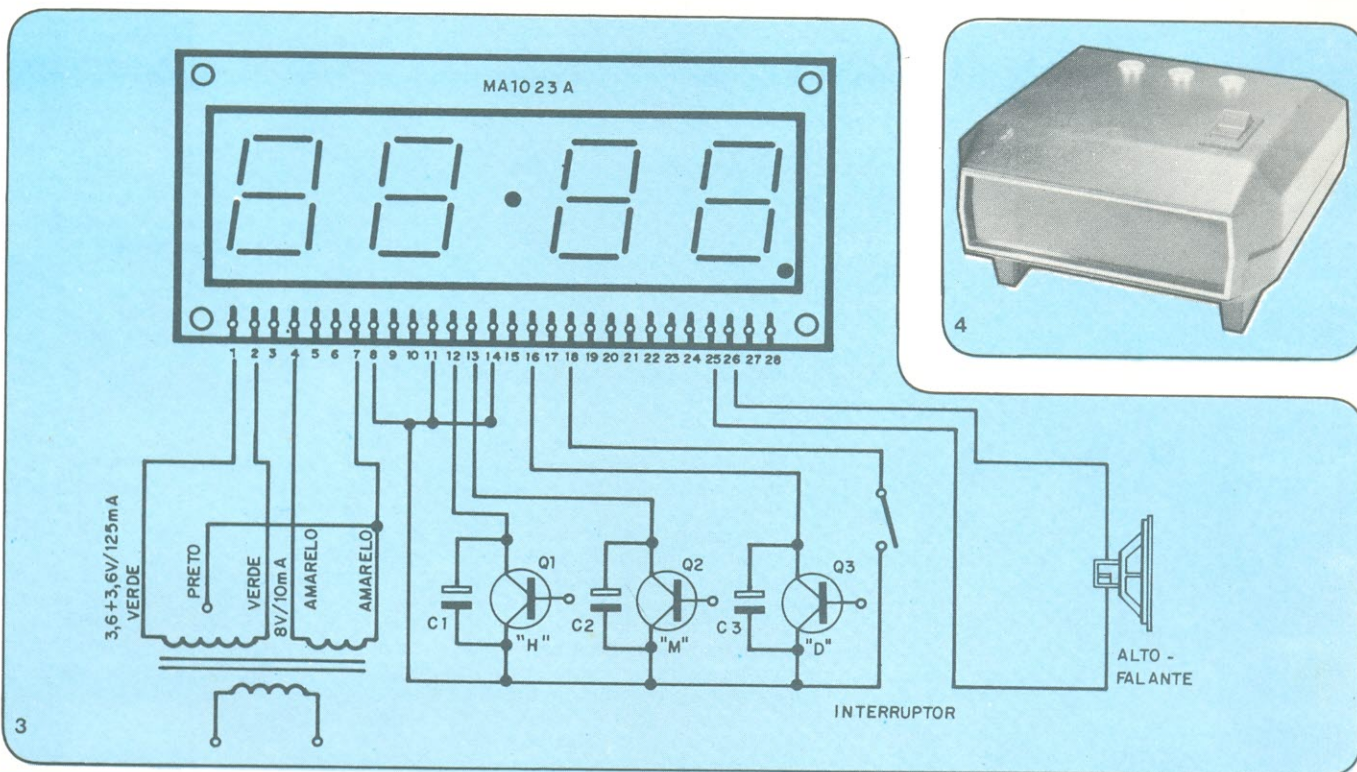
Relação de Componentes

Transistores

Q1 a Q3 — BC109 ou equivalente

Capacitores

C1 a C3 — 5uF / 10V



YUNG
YUNG
YUNG
YUNG
YUNG
YUNG
YUNG
YUNG
YUNG
YUNG
YUNG
YUNG

ELETRÔNICA YUNG LTDA.

PEÇAS E ACESSÓRIOS PARA
RÁDIO, TV, APARELHAGEM DE
SOM, ELETRÔNICA E MATERIAL
FOTOGRAFICO EM GERAL

DISTRIBUIDORA DOS KITS
NOVA ELETRÔNICA

REVENDEDOR
AUTORIZADO
DE PEÇAS
GENUÍNAS

PHILIPS
PHILCO
COLORADO
TELEFUNKEN
SEMP
G.E.

AVENIDA PRINCEZA ISABEL, 230
ED. ALDEBARAN — LOJAS 9/11
TELEFONE: 223-1345
29.000 — VITÓRIA — ESPÍRITO SANTO

ATENDEMOS PELO REEMBOLSO POSTAL

CHEGARAM

MULTITESTADOR sonoro

TESTADOR DE VOLTAGEM
(110/220 V) E CONTINUIDADE

Além de testar voltagem 110/220 volts-ac, testa se um componente está bom ou não, através de um zumbido. Testa fusíveis, lâmpadas, resistências, motores, diodos, transistores, capacitores, etc.

NOVO

PERFURADOR

DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

PUNÇÃO DE AÇO CARBONO LONGA VIDA

FUROS FÁCEIS E RÁPIDOS

"O VERSÁTIL"

SUPORE p/ PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Duas mãos a mais para montagens, experiências, etc.

EXTRATOR DE CIRCUITO INTEGRADO E PONTA DESSOLDADORA

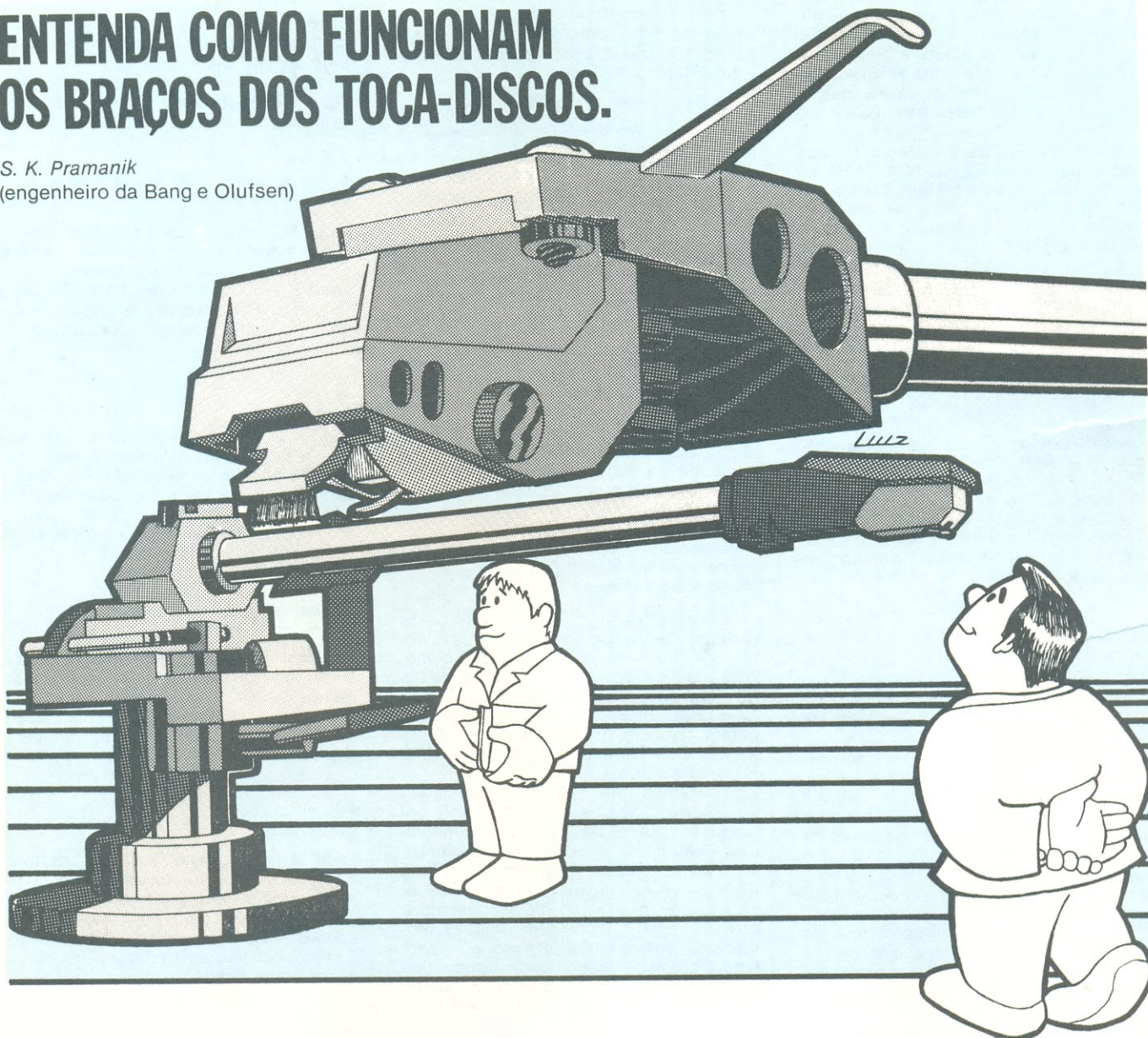
(circuito integrado) (placa)

Remover circuito integrado ficou uma moleza com essa nova dupla.

CETEISA CENTRO TÉCNICO INDUSTRIAL SANTO AMARO LTDA.
RUA BARÃO DE DUPRAT, 312 - STO. AMARO - SÃO PAULO - S.P.
FONES: 548-4262/522-1384

ENTENDA COMO FUNCIONAM OS BRAÇOS DOS TOCA-DISCOS.

S. K. Pramanik
(engenheiro da Bang e Olufsen)



O funcionamento das cápsulas fonocaptoras foi estudado num recente artigo (publicado na revista nº 39), também assinado por S.K. Pramanik. Nele o braço do toca-discos foi considerado como ideal. Sua influência na performance da cápsula foi concentrada num único parâmetro, a massa equivalente. Nós podemos fazer um estudo similar com os braços, assumindo que a cápsula seja virtualmente ideal.

Para entender o funcionamento de um braço e sua contribuição para a qualidade final de um sistema de alta fidelidade, é necessário lembrar um fato importantíssimo. Os sinais elétricos são gerados na cápsula quando, e só quando, um movimento relativo ocorre entre a superfície do disco em contacto com a agulha e a superfície na qual a cápsula é montada na ponta

do braço. Tais sinais são gerados de acordo com o movimento relativo.

Para ser estritamente rigoroso, os sinais são gerados quando há movimento relativo entre a secção vibrante (a armadura) e as secções estáticas dos elementos transdutores que estão dentro da cápsula. Porém, se a cápsula é perfeita, a agulha se moverá de maneira idêntica à superfície do disco de tal forma que um movimento idêntico é transferido à armadura. Também a secção estática dos elementos de geração estarão conectadas rigidamente no fim do braço. Então, um movimento relativo entre a agulha e o fim do braço gerará sinais, tanto audíveis como inaudíveis (exceto sinais induzidos, como um chiado ou um ruído de rádio-difusão).

Para analisar a performance de um braço e sua contribuição para a quali-

dade auditiva, é necessário examinar o efeito no braço das várias fontes causadoras de movimento num toca-discos, e assim deduzir o movimento do braço relativo ao da superfície do disco. Essa análise diz respeito a propriedades dinâmicas e inclui o que deve ser chamado de performance do braço. Mas, a não ser que a cápsula esteja corretamente alinhada em relação ao disco, o movimento relativo dos elementos transdutores não será o mesmo do sinal gravado. O braço também tem propriedades estáticas que contribuem, e são devidas à geometria do braço e à montagem da cápsula.

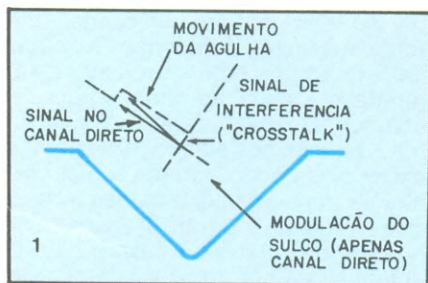
Montagem da cápsula fonocaptora

A cápsula é montada no braço num ponto de fixação. Tanto ligações permanentes como removíveis são comuns. A montagem incorreta pode dar

origem a dois tipos de erro.

Primeiro, a não ser que a agulha da cápsula coincida com a posição definida em projeto, o comprimento efetivo do braço é alterado, ocasionando um erro de traqueamento devido à geometria do braço.

O outro erro ocorre quando os planos estáticos dos transdutores da cápsula não estão paralelos aos planos da modulação do disco. Isso acontece, por exemplo, se a cápsula é montada de tal forma a ter um pequeno ângulo de rotação em torno do eixo horizontal. Nesse caso, uma pequena componente do sinal de um canal indesejado é captada e misturada ao sinal desejado, já que o movimento relativo dos elementos geradores não é idêntico ao sinal gravado nos sulcos do disco, como mostra a figura 1. Com



Efeito do "crosstalk" no movimento da agulha.

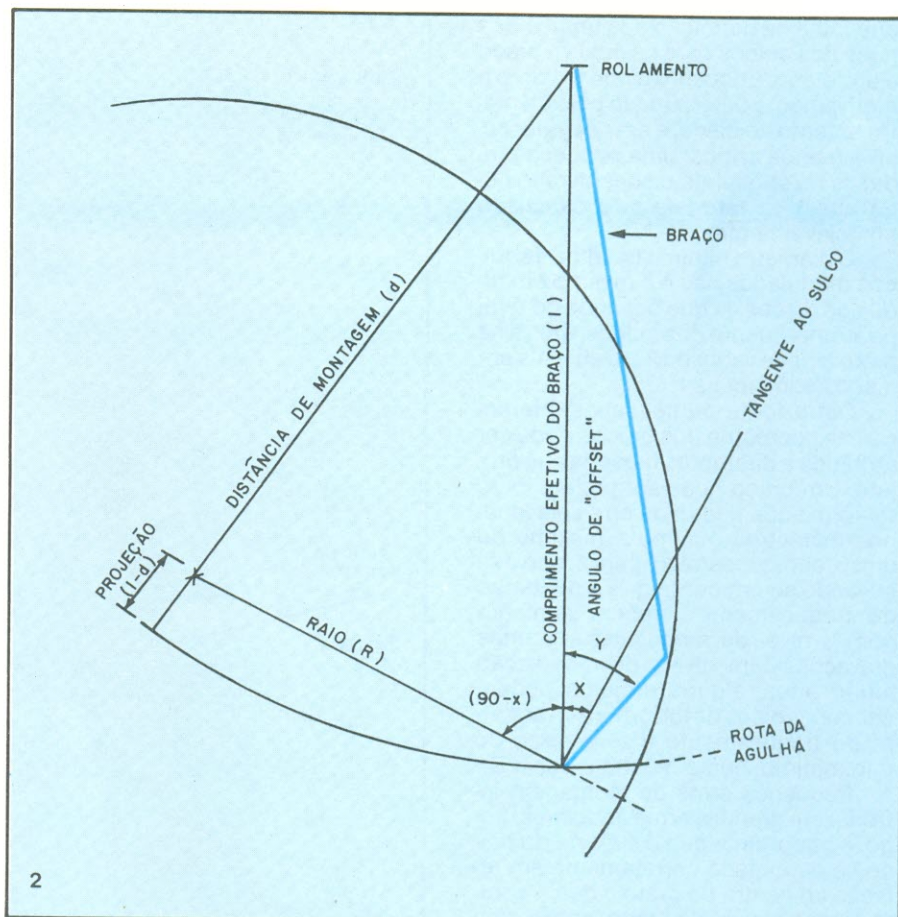
a introdução do "crosstalk", a separação estéreo sofre. O mesmo resultado ocorre se os elementos de transdução estiverem fora de posição devido à montagem incorreta do braço, qualquer outro erro de montagem dá origem ao mesmo resultado. Em todos os casos a necessária correção deve ser aplicada à cápsula.

Para melhor performance estéreo, a cápsula deve ser montada para dar separação igual em ambos os canais. A rotação da cápsula em torno do seu eixo horizontal aumenta o sinal de um canal em detrimento do outro, mas a regra sobre igual separação permanece inalterada. Os discos, frequentemente, não apresentam boa separação, são gravados em ângulos incorretos, ou inclinados em relação à vertical. Em tais casos geralmente não é possível conseguir um ótimo grau de separação na cápsula pelos métodos convencionais.

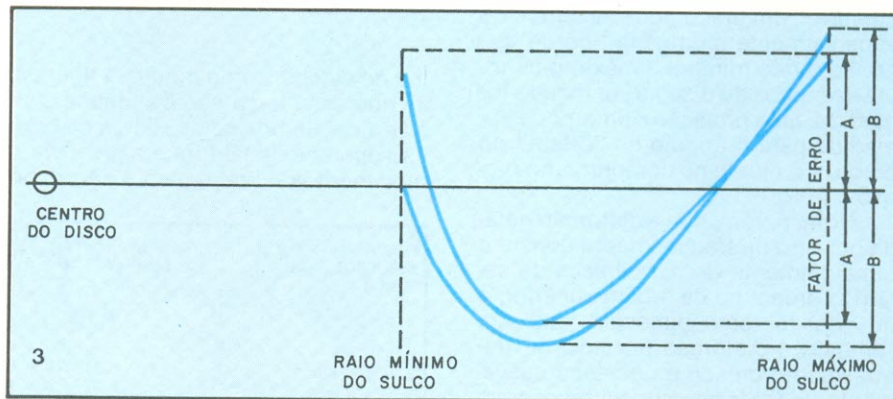
A geometria do braço

A matemática da geometria para braços de traqueamento radial ou convencional é conhecida há muito tempo e foi melhor documentada, mais recentemente, num artigo de Kessler e Pisha (Audio, Janeiro de 1980). neste artigo será suficiente repetir alguns pontos apenas.

A distorção devida a erros de traqueamento, o erro angular entre o eixo



Geometria do movimento de braços radiais através do disco.



Fatores de erro para diferentes tipos de braço.

da viga e a tangente real da trilha de sulcos, não depende do erro angular apenas, mas também da velocidade dos sulcos em movimento sob a agulha.

A figura 2 mostra um braço de comprimento efetivo (l), montado a uma distância (d) do eixo do prato. O comprimento do braço é a soma da distância (d) com a profundidade média das saliências. Num raio (r) do centro, o ângulo entre a linha conectando a agulha ao suporte do braço e a tangente ao sulco (x) e o ângulo com raio é (90 - x). Pela lei dos cossenos:

$$d^2 = l^2 + r^2$$

$$d^2 = l^2 + r^2 - 2lr \cos(90 - x)$$

$$x = \arcsen \frac{(l^2 + r^2 - d^2)}{2lr}$$

Se o ângulo de "offset" é (y), então o erro de traqueamento angular vale (y - x). A distorção devida ao erro de traqueamento no raio (r) é proporcional a (y - x)/r. A distorção é quotada em especificações como o fator de erro, que é o máximo erro angular sobre a superfície gravada dividida pelo raio na qual isso ocorre (graus/cm).

Essa especificação é enganosa já

que falha na definição dos limites dos raios dos sulcos para os quais o braço é projetado. Enquanto o raio máximo é efetivamente determinado pelo diâmetro externo do disco, e em qualquer caso é menos crítico, uma pequena mudança no raio mínimo considerado pode alterar o fator de erro calculado apreciavelmente.

O diâmetro mínimo da trilha de sulcos modulados não é o mesmo em todos os discos, já que depende do tempo, comprimento dos sulcos, etc., e na prática pode variar de 2 cm ou mais em discos comerciais.

Outra fonte de pequenas diferenças na geometria dos braços pode ser atribuída a diferentes filosofias de projeto. Um braço pode ser projetado de tal forma que o fator de erro seja igual nos diâmetros mínimo e máximo do disco, como mostra a figura 3, curva A. Levando-se em conta que a distorção de traqueamento também aumenta com o nível de modulação e muitas gravações têm níveis de modulação muito altos, alguns projetos podem ser concebidos de tal forma a levar o erro de traqueamento a zero perto do raio mínimo, como mostra a curva B.

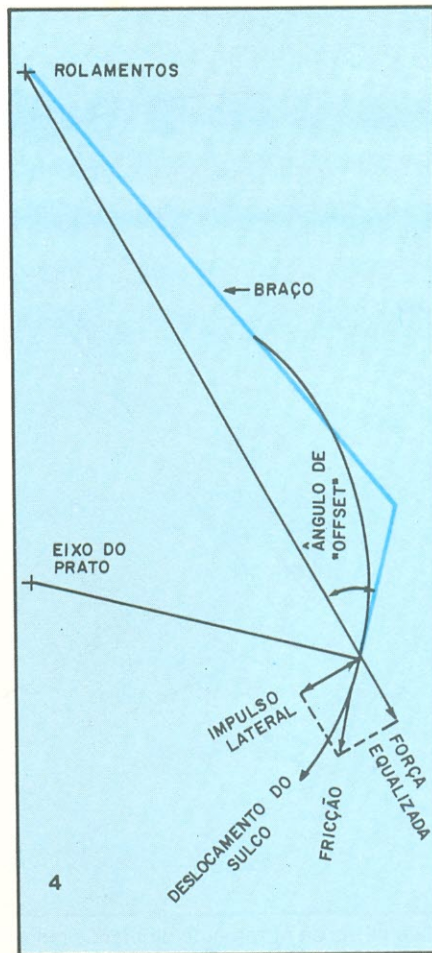
Pequenos erros de montagem introduzem grandes erros angulares. Logo, é importante que o suporte do braço seja montado corretamente em relação ao centro do prato e que o comprimento efetivo do braço, com a cápsula montada, seja correto. Isso também significa que quando a projeção é ajustável, um braço pode ser ajustado especialmente para cada tipo de disco. Se o raio mínimo e máximo da trilha de sulcos do disco a ser tocado for medido, uma projeção ótima pode ser medida para o ângulo de "offset" do braço, e o ajuste no comprimento efetivo é feito.

Note, porém, que a distorção gerada por erro de traqueamento consiste principalmente de harmônicas de segunda ordem ou de ordem superior, o que não a torna danosa à audição. Também a distorção por erro de traqueamento cresce e decresce suavemente de tal forma que as mudanças de distorção praticamente não são detectáveis durante o percurso da agulha pelo disco. Logo, para qualquer projeto razoável de um braço, as pequenas diferenças na geometria não introduzem distorções detectáveis na audição.

Impulso lateral ou efeito de patinação

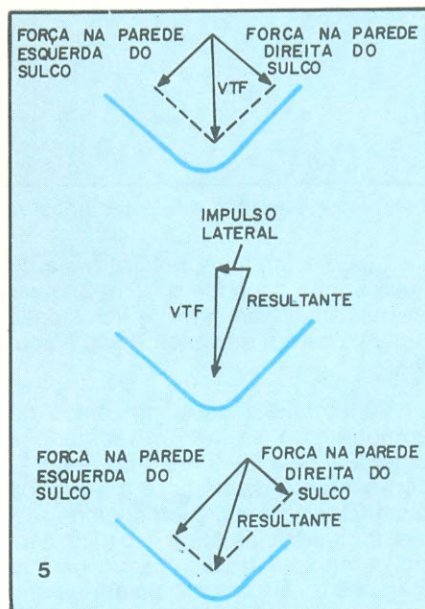
A expressão "efeito de patinação" (*skating effect* em inglês) vem do tempo em que um disco liso era usado para demonstrar esse efeito ou para checar a compensação aplicada.

O impulso vertical ocorre devido ao ângulo de offset necessário para um ótimo traqueamento angular em braços radiais. A fricção entre a agulha e o disco força a agulha a se movimentar numa direção tangencial à tri-



Geometria do impulso lateral na agulha.

lha de sulcos, como mostra a figura 4. Já que essa força não é alinhada com a vertical do braço, uma força de rotação aparece de tal forma a provocar o movimento do braço para o centro do

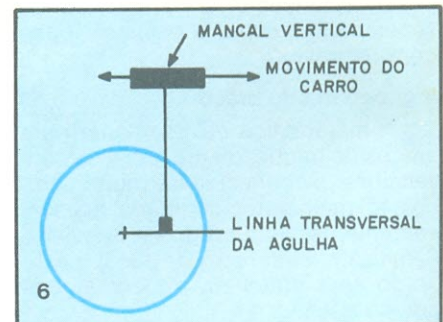


Análise do impulso lateral.

prato. Essa força, chamada de força lateral, depende da intensidade instantânea da força de fricção entre a agulha e a trilha de sulcos.

Na ausência de força lateral, a pressão é igual em ambas as paredes da trilha de sulcos, dando uma força de traqueamento vertical normal ao plano do prato, como mostra a figura 5A. Se o impulso lateral age em conjunto com a força de traqueamento vertical (FTV), uma resultante não normal ao plano do prato aparece, inclinada em direção ao centro do disco, como mostra a figura 5B. O efeito dessa inclinação é tal que passa a haver maior pressão na parede interna da trilha de sulcos (canal esquerdo) que na parede mais externa, como mostra a figura 5C. É óbvio que onde isso ocorre a cápsula não trabalha em condições ideais. O efeito do impulso lateral pode ser compensado aplicando uma força nos mancais do braço. Por outro lado, se um braço convenientemente montado e ajustado distorce, devido ao traqueamento indevido no canal direito, apenas nos sinais mais fortes; a causa disso pode ser uma compensação de impulso lateral inadequada; o traqueamento indevido do canal esquerdo indica sobrecompensação. A compensação do impulso lateral pode ser efetuada de várias maneiras e, idealmente, deve aplicar uma força em sentido contrário ao do impulso vertical e de mesma intensidade. Muitos métodos são usados em aplicações comerciais, como através de roscas e pesos, molas, magnetos em oposição etc.

Deve-se lembrar que o impulso vertical é afetado não apenas por fatores relativamente constantes, como o formato e o polimento da agulha, ou pela força de traqueamento vertical; mas também pelo material de que é feito o disco e por condições variáveis como o raio da trilha de sulcos e a modulação. Como o impulso vertical varia de maneira imprevisível pela superfície do disco, nunca é possível compensá-lo completamente. O melhor é definir a compensação em função do maior nível de modulação possível. Embora o sistema fique "sobrecompensado", nenhum erro de traqueamento ocorre.



Geometria do braço de traqueamento tangencial.

rá porque a pressão será sempre maior que o mínimo requerido pela agulha para não perder contacto com as paredes dos sulcos.

Traqueamento tangencial

Os braços convencionais são pivoteados em eixos fixos para permitir movimento no plano vertical e horizontal. Um outro aparato para o projeto de braços é o traqueamento tangencial.

O mancal horizontal (que permite o movimento do braço no plano vertical) é um mancal convencional, mas o mancal vertical é substituído por um carro que se move de tal forma a manter a cápsula tangencial à trilha de sulcos, como mostra a figura 6.

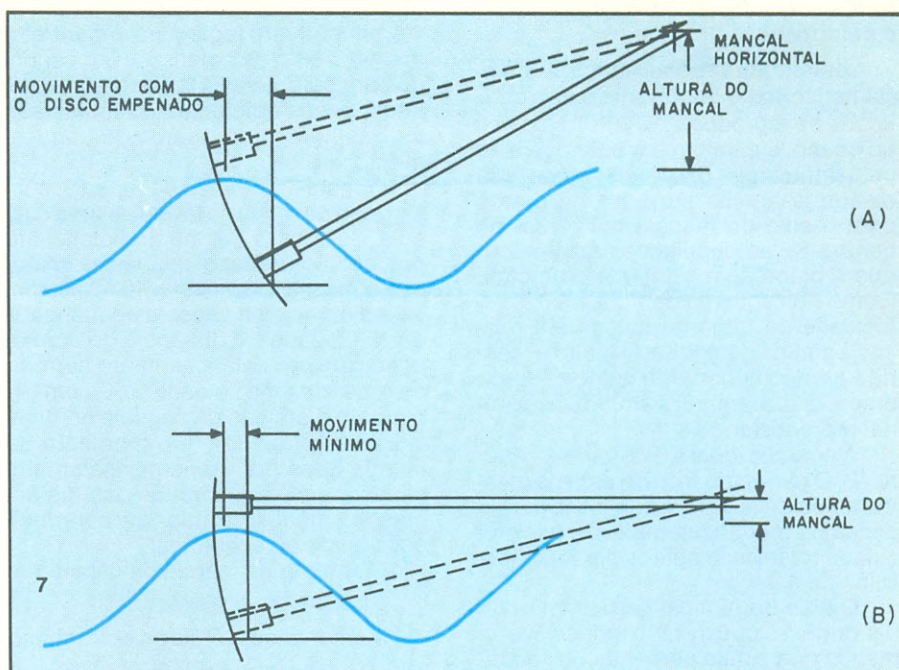
A vantagem mais óbvia é que, teoricamente, o erro de traqueamento pode ser nulo. A cápsula pode se ajustar naturalmente ao movimento definido pela trilha de sulcos. Na prática, porém, os braços tangenciais não melhoram acentuadamente a performance como se poderia esperar; nos braços radiais, os erros de traqueamento também são mínimos. Além disso, pequenos erros de tolerância na montagem de um braço tangencial podem introduzir um erro no ângulo de traqueamento, virtualmente negando suas vantagens (um erro de 1 mm no comprimento significa um erro de 1 grau no raio mínimo.)

Assumindo que o carro móvel funcione idealmente, o braço tangencial tem outras duas vantagens. Ao contrário dos braços radiais, não é preciso que os braços tangenciais tenham comprimento mínimo, e portanto podem ser menores. Braços menores são mais leves e contribuem para a diminuição da massa efetiva. Além disso, já que o mancal se move em linha com a cápsula, o impulso vertical é todo transferido para o mancal, e nenhuma compensação é necessária. A força de contato nas duas paredes do sulco é só devida à força de traqueamento vertical e então a pressão será a mesma para as duas paredes sempre.

Muitas formas de traqueamento tangencial podem ser usadas, desde a puramente mecânica até os servo-sistemas. Enquanto o método usado é uma questão de engenharia, os requisitos básicos ainda permanecem, isto é, nenhuma influência (ou mínima) do braço no desempenho da cápsula.

Mancais

O primeiro requisito para um mancal é que ele seja livre de atrito por fricção, uma força que sempre se opõe ao movimento. Como o movimento do braço e da agulha é uma espira em direção ao centro, a fricção no mancal vertical (que permite ao braço o movimento horizontal) exerce uma força de tal forma a frear esse movimento espiral. A parede externa da trilha de sulcos deve exercer uma força ainda



Efeito de diferentes mancais no movimento da agulha em discos ondulados.

maior para movimentar o braço, resultando numa pressão maior na parede externa (canal direito) e um correspondente decréscimo da pressão exercida sobre a parede interior. Se um braço corretamente montado e ajustado desorienta a agulha apenas nos altos níveis, a causa pode ser fricção no mancal vertical.

Se um disco gira fora de centro, haverá um movimento para fora numa metade da rotação; na outra metade da rotação o movimento será voltado para dentro, será tanto maior quanto maior for a excentricidade do movimento. A fricção nos mancais nesse caso continuará existindo, só que se alternando; ora agindo numa parede ora agindo noutra.

A fricção no mancal horizontal (movimento vertical) tem um efeito similar quando estiver sendo tocado um disco empenado. Nesse caso, porém, a ação se dá de tal forma a diminuir ou aumentar a força de traqueamento vertical (FTV) em ambas as paredes da trilha de sulcos. Um efeito semelhante se dá na pressão da agulha; a fricção é responsável pela diminuição da FTV no caso.

Efeitos indesejáveis também ocorrem se houver jogo nos mancais. Tais efeitos não são passíveis de uma análise matemática simples, pois o movimento resultante do braço é uma soma do movimento do braço e do jogo do mancal. Pode-se, no entanto, saber que sobre influências de forças externas (como a fricção) entre a agulha e o sulco, o braço se moverá. Se o movimento for em linha com o tubo do braço, não haverá distorções introduzidas. Mas o movimento pode se dar também para os lados ou para cima e

para baixo, com resultados que dependem de uma série de fatores. O que se pode dizer é que o sinal colhido pela cápsula não representará o verdadeiro sinal gravado nos sulcos.

Outros dois tipos de mancais requerem um pouco mais de elaboração. O primeiro deles é conhecido como mancal de extremidade laminada ("knife edge" em inglês), usado às vezes como mancal horizontal. Todo o peso do braço cai sobre a extremidade do mancal que repousa sobre as paredes de uma fenda. Em mancais desse tipo não há fricção, teoricamente; o movimento vertical do braço sofre apenas atrito por rolamento (que é insignificante no caso). O outro tipo de mancal é o "unipivot", no qual um único ponto serve de apoio ao braço; é usado para os movimentos verticais e horizontais. Devido à complexidade de projeto, não podemos dar maiores informações sobre esse tipo de mancal; mas o que é certo que os "unipivot" apresentam fricção e impulso lateral mínimos.

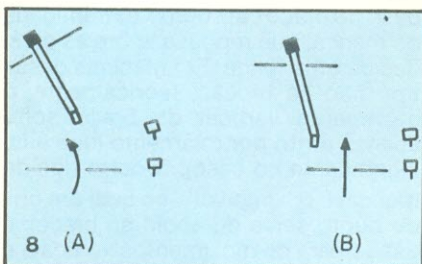
Finalmente, um importante aspecto de projeto dos mancais é a consideração sobre os fios de ligação da cápsula. Eles têm que passar através ou em torno do mancal vertical, e são presos a um ponto abaixo da base do braço. Conforme o braço se mova para a esquerda ou para a direita, a presença dos fios produzirá um torque sempre tendendo a frear o movimento do braço. Tanto os fios quanto as suas ligações fixas desempenham um importante papel na performance do toca discos e são fatores determinantes da escolha do tipo de mancal a ser usado. ▸

A influência das ondulações e deformações dos discos

A amplitude das oscilações do mancal horizontal é importante para a qualidade de reprodução. Conforme o braço se move para cima e para baixo só pela influência das ondulações dos discos, a agulha se move num arco com o eixo do mancal horizontal no centro. Se as ondulações fazem com que o braço se movimente para cima (como no esquema da figura 7A), a velocidade da trilha de sulcos em relação à agulha diminuirá. O efeito é idêntico ao decréscimo da velocidade do braço, o que diminui a amplitude do sinal reproduzido.

A posição ideal é mostrada na figura 7B. O centro do mancal está na mesma altura da superfície do disco, o que ocasiona mudanças mínimas na velocidade relativa da agulha em relação à trilha de sulcos.

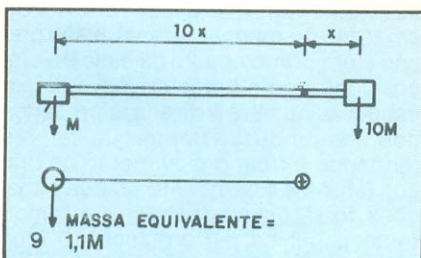
O eixo do mancal horizontal pode dar origem a outro efeito indesejável, a menos que esteja perpendicular ao eixo de viga de sustentação da cápsula. Quando o braço se movimenta de acordo com as deformações do disco, há um desvio angular da agulha em relação ao sulco, como mostra a figura 8A. O resultado é um padrão de cross-talk variável, o que ocasiona falhas na separação estéreo dos canais. No caso ideal, o mancal horizontal estará perpendicular ao eixo da viga de tal forma que não haja desvios angulares significativos, como mostra a figura 8B.



Efeito de cápsulas deslocadas com discos empenados.

Massa equivalente

Para um balanço estático, a massa do tubo do braço, a cabeça e os demais acessórios de montagem e a própria cápsula, que se apoiam num dos lados do mancal horizontal, devem ser compensados por um contrapeso do



Análise da massa equivalente do braço.

outro lado. O contrapeso pode ser móvel, em primeiro lugar para encontrar o melhor ponto de balanço e em segundo para garantir a FTV. Em alguns projetos, pesos adicionais ou molas são usadas para gerar a força de traqueamento vertical.

Considere o braço da figura 9, consistindo de um tubo leve e de uma cápsula de massa M, contrabalanceado por um contrapeso dez vezes maior que a massa da cápsula (10 M). Então, se a distância da cápsula ao mancal é de 10 unidades, a distância do contrapeso para um balanceamento perfeito deve ser de uma unidade (x), ou um décimo da distância da cápsula ao mancal. Esse braço tem um momento de inércia dado por várias massas multiplicadas pelos quadrados das distâncias ao mancal. Então, as contribuições serão as seguintes:

$$\text{Momento de inércia da cápsula} = M(10x)^2 = 100Mx^2$$

$$\text{Momento de inércia do contrapeso} = 10M(x)^2 = 10Mx^2$$

Logo, o momento de inércia total será:

$$\text{Total} = 100Mx^2 + 10Mx^2 = 110Mx^2$$

Pode-se notar que a contribuição da cápsula no momento de inércia total, mesmo tendo um décimo da massa do contrapeso, é muito maior que a contribuição do próprio contrapeso, porque a cápsula está bem mais distante do mancal que o contrapeso. Ainda, se um tubo mais longo for usado, o momento de inércia aumenta com o quadrado da distância. O momento de inércia pode ser reduzido tanto com a diminuição do tamanho do braço como da massa.

Agora podemos introduzir o conceito de massa equivalente do braço. Pela segunda lei de Newton, a força é igual à massa multiplicada pela aceleração, ou a aceleração é igual à força dividida pela massa. Se encontrarmos uma massa que se sujeita à mesma aceleração do braço quando uma força padrão for aplicada nele, essa massa é chamada de massa equivalente. A massa equivalente pode ser calculada pelo processo inverso usado para calcular o momento de inércia; a fórmula é a seguinte:

Massa equivalente = Momento de inércia/distância ao ponto de apoio ao quadrado.

Para o braço da figura 9 temos:

$$M_{eq.} = 110Mx^2/(10x)^2 = 1,1M$$

Note que a massa da cápsula sozinha era M e a massa equivalente calculada passou a 1,1 M, incluindo as contribuições da cápsula e do contrapeso, mas não do resto do braço. Num caso real, contribuições similares devem ser calculadas para todas as par-

tes. Embora o cálculo passe a ser um pouco mais complexo, ele é baseado no mesmo princípio.

Pode-se mostrar que se um contrapeso mais leve (e portanto mais distante do mancal) faz aumentar a massa equivalente. Se a massa do contrapeso for aumentada para 5 M, ele deve ser colocado a uma distância 2X do mancal. Então:

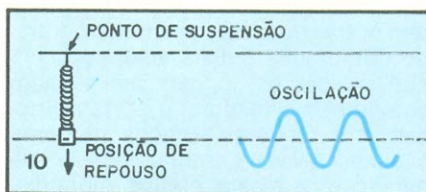
$$M \text{ equivalente} = 100Mx^2 + 5M(2x)^2 / (10x)^2 = 1,2M$$

Então, a massa equivalente aumenta para 1,2M quintuplicando a massa do contrapeso.

A massa equivalente desempenha um papel importante como parte do sistema de vibração (normalmente conhecido como ressonância do braço), mas também tem um papel secundário. Para movimentos lentos da superfície do disco, como os provocados por ondulações, a força necessária para mover o braço depende do seu momento de inércia ou massa equivalente. Quanto maior for a massa equivalente, tanto maior deverá ser a força necessária para levantar o braço. Em outras palavras, quanto maior for o momento de inércia maior força deve fazer o disco para movimentar o braço.

Ressonância

Se uma massa é suspensa por uma mola (figura 10) a mola se disten-



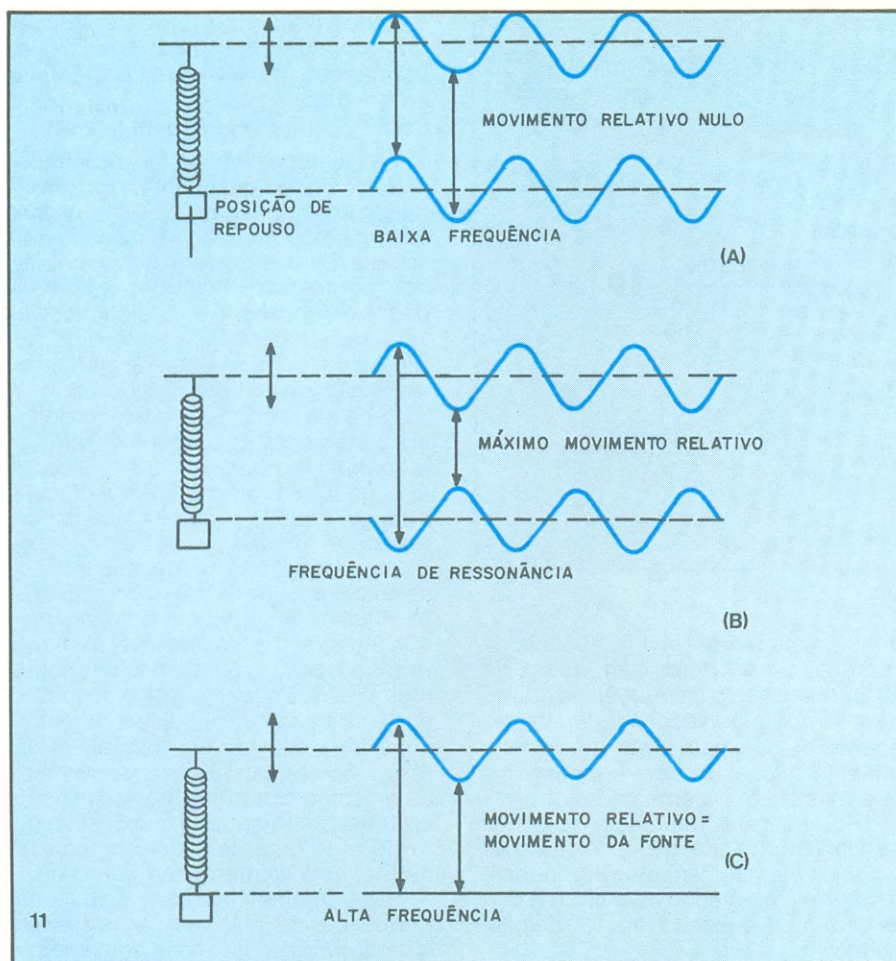
Análise básica da oscilação.

derá até uma posição de repouso. Se a massa é deslocada desse ponto (para cima ou para baixo) e depois solta, ocorre um processo de oscilação numa frequência chamada de frequência natural do sistema, frequência fundamental ou de ressonância. A frequência de ressonância (f) é uma função da constante da mola (k) e da massa suspensa (m), é dada pela equação:

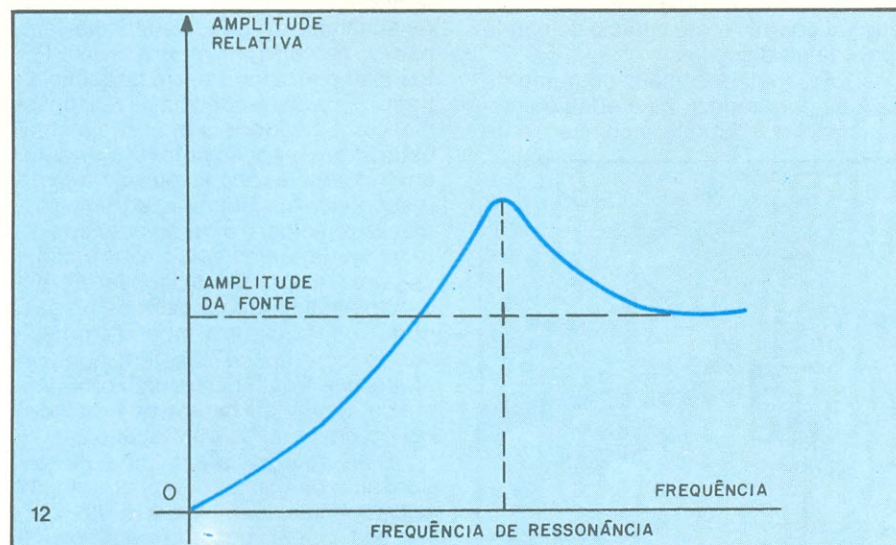
$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}$$

A equação mostra que a frequência de ressonância aumenta com a constante da mola e diminui com a massa. Se o ponto de suspensão vibra, a massa também vibra, mas o movimento dependerá da frequência de ressonância. A análise matemática do fenômeno é conhecida como a teoria das vibrações forçadas.

Suponha agora que a extremidade de suspensão é forçada a executar um movimento um pouco abaixo da frequência de ressonância. Nesse caso a



O Movimento relativo de um peso depende da frequência de oscilação.



Amplitude de movimento da massa versus frequência, com a amplitude da fonte mantida constante.

massa acompanhará o movimento da mola como se fosse um sistema rígido (veja a figura 11A).

Com o aumento da frequência, a amplitude de vibração da massa aumenta depois de um certo tempo. A condição de ressonância ocorre quando a massa e o ponto de suspensão se

movem fora de fase; ou seja, quando o ponto de suspensão está subindo, a massa está descendo e quando a massa está subindo e o ponto de suspensão está descendo. O movimento relativo entre o ponto e a massa será o maior nessa frequência e será a soma das amplitudes da vibração forçada

imposta ao ponto de suspensão da mola com o movimento livre da ressonância, como mostra a figura 11B.

Continuando a aumentar a frequência, esse movimento fora de fase diminui e o movimento da massa progressivamente vai diminuindo também. O movimento relativo massa-ponto de suspensão também diminuirá. Numa frequência mais alta, a massa permanece no repouso absoluto, mesmo quando o ponto de suspensão é forçado a vibrar com amplitude razoável. Tudo pode ser melhor observado no gráfico da figura 11C.

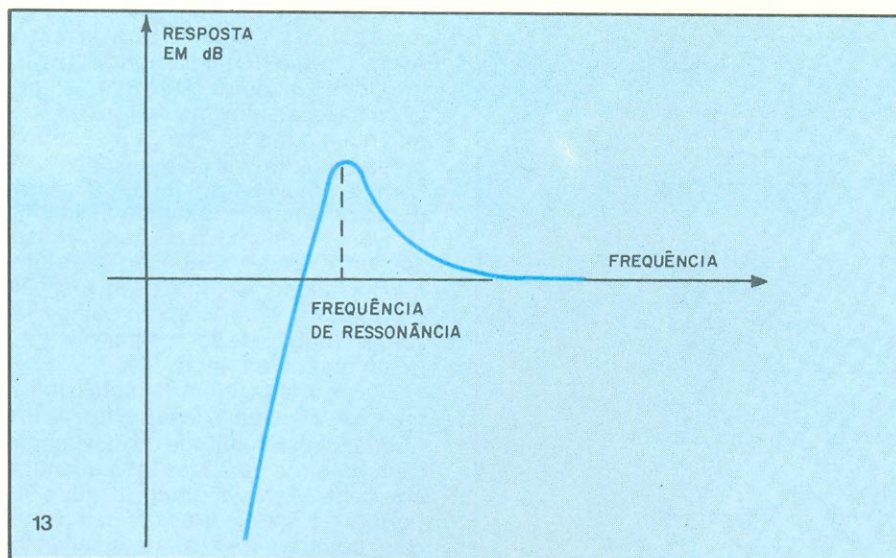
O gráfico da figura 12 plota o movimento relativo da massa em função da frequência, a amplitude do movimento do ponto de suspensão é mantida constante. Esse fenômeno é muito importante e pode ser usado para explicar o comportamento das cápsulas fonocaptoras em muitos casos. E também é importante para explicar o comportamento dos braços em alguns casos. Fenômenos de ressonância ocorrem sempre que massas são conectadas a molas (todos os materiais têm certa flexibilidade e se comportam como molas, com maior ou menor constante k).

Ressonância do braço

Todos os braços formam um sistema de ressonância, com a massa equivalente do braço agindo em conjunto com a cápsula, que atua como mola. Essa ressonância é chamada de ressonância primária (também chamada de ressonância fundamental, baixa ressonância ou simplesmente ressonância do braço), e nos sistemas comerciais atuais, a frequência de ressonância geralmente está na faixa dos 5 aos 25Hz.

Aplicando a teoria das vibrações forçadas aos braços dos toca discos, sabemos que se a frequência de oscilação estiver abaixo da frequência de ressonância, como as vibrações causadas por ondulações de baixa frequência nos discos, tanto a agulha da cápsula perfeita como o braço seguirão o movimento provocado pelas ondulações. Não há movimento relativo entre o braço e a cápsula e nenhum sinal elétrico é gerado por essas ondulações. A suspensão da cápsula age como se tivesse um membro de conexão rígido, e a única força exercida pelo disco é aquela necessária para mover a massa equivalente do braço. Essa é uma vantagem para os braços com massa equivalente pequena.

Em frequência muito acima da frequência de ressonância, como a frequência de áudio do sinal gravado no disco, o braço não se move. O movimento da agulha é transferido para a armadura e convertido num sinal elétrico. A ressonância primária do braço não influencia a performance da cápsula.



Curva de ressonância típica de um braço-cápsula.

Na frequência de ressonância, e perto dela, o braço se move em direção oposta à direção de movimento da agulha. Em outras palavras, agulha e braço se movem fora de fase, e o movimento do braço pode ser muitas vezes mais amplo ue o da agulha. E existe um pico, na frequência de ressonância onde o movimento relativo da agulha e do braço é máximo. A resposta dos dois lados desse pico cai com 12dB/oitava. Uma curva de resposta típica é mostrada na figura 13.

Esse movimento de ressonância pode ser tão intenso que o contato entre a agulha e o disco pode ser desfeito momentaneamente. Nos casos menos violentos, o resultado dessa vibração é uma mudança cíclica da força de traqueamento vertical, com efeitos imprevisíveis no traqueamento da cápsula.

Outro efeito indesejável é a acen-tuação dos ruídos em baixa frequência, parecidos com roncoss. Os sinais gerados na cápsula em frequências baixas são amplificados de 20 dB no preamplificador que compensa perdas na gravação. Qualquer ruído de baixa frequência gerado no prato será inicialmente amplificado pela ressonância do braço e a seguir pelo pré-amplificador da cápsula. Além disso, a presença de sinais subsônicos de grande amplitude podem modular o sinal de áudio e gerar intermodulações. Essas distorções não podem ser removidas por nenhum filtro depois do pré-amplificador.

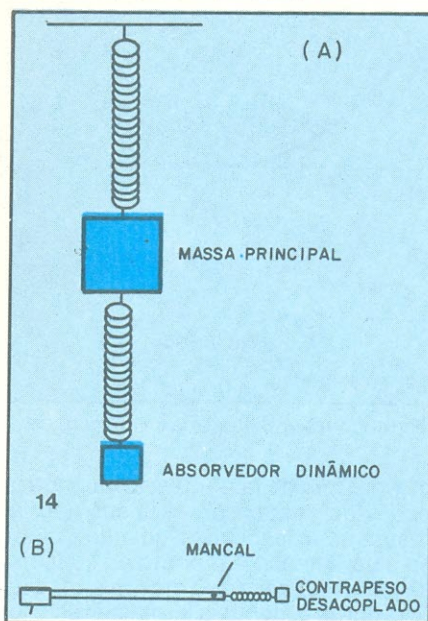
Os efeitos da ressonância do braço são minimizados se a frequência primária tiver um valor para o qual as ondulações nos discos ocorrem raramente ou são de uma amplitude muito pequena. Estudos feitos sobre as ondulações nos discos mostram que a maior parte delas se situam numa frequência bem próxima dos 10 Hz ou um

pouco mais baixa. Uma frequência de ressonância do braço bem acima de 10 Hz mas abaixo da frequência dos sinais de áudio gravados requerem não apenas braços mais leves, mas a compliância da cápsula deve levar em conta a massa equivalente do braço.

Porém, se a frequência de ressonância é muito alta, o sinal elétrico de saída da cápsula terá uma componente audível, resultando num pico na curva de resposta (banda inferior) da cápsula.

O mais interessante, portanto, é procurar fazer com que a frequência de ressonância esteja dentro da faixa que vai dos 10 Hz até o início da banda gravada no disco.

Dois métodos são comumente usados para reduzir os efeitos da ressonância nos braços, especialmente



Análise da oscilação num braço com contrapeso desacoplado.

quando a frequência fundamental tiver um valor inferior a 10 Hz: o uso de um contrapeso flexível e de um braço amortecido.

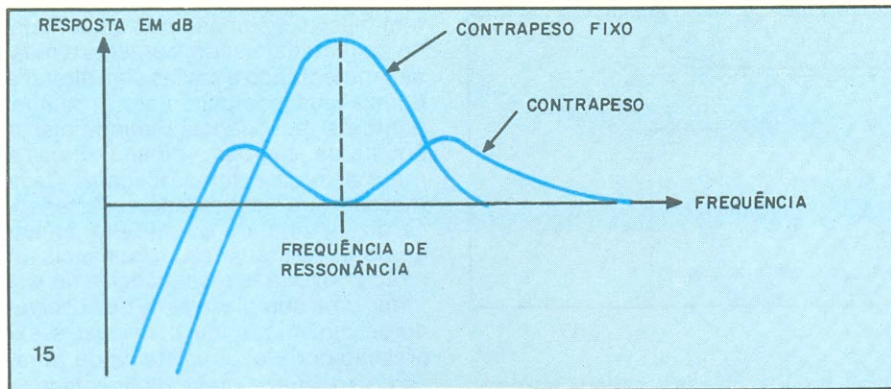
Contrapeso em montagem flexível

Na maioria dos braços, o contrapeso é montado rigidamente, mas em alguns, uma montagem flexível é usada. Embora uma redução na massa equivalente. Para entender o que acontece com contrapesos flexíveis, as propriedades de um absorvedor dinâmico devem ser examinadas, como uma extensão da teoria de vibrações forçadas explicada em tópicos anteriores.

Se a massa da figura 10 for dividida em duas partes rigidamente ligadas, o fenômeno de ressonância permanecerá inalterado em relação ao que discutimos até aqui. Porém, se as duas partes forem ligadas por outra mola, como mostra a figura 14 A, a ressonância se dá de uma forma um pouco diferente. Pode-se ver que dois sistemas ressonantes são formados, o primeiro formado pela massa principal e primeira mola, enquanto que o segundo, que é chamado de absorvedor dinâmico, atinge sua própria frequência de ressonância quando a massa principal atuar como um ponto de suspensão em vibração forçada. O comportamento de um braço com um contrapeso flexível está ilustrado na figura 14B.

Nas frequências bem abaixo da frequência de ressonância, a massa atuaria como se estivesse rigidamente ligada ao ponto de oscilação e se moverá junto com ela. Se a frequência é também menor que a frequência de ressonância do absorvedor, ele também se moverá junto com a massa. Pelo mesmo argumento, em frequências bem acima da frequência de ressonância, o absorvedor e a massa principal estarão em repouso entre si. Portanto, em frequências abaixo ou acima da ressonância o sistema atua como se a massa principal e o observador constituíssem um único corpo e como se a segunda mola não existisse. Estendendo esse resultado para os braços, pode-se ver que uma montagem flexível do contrapeso não tem nenhum efeito nas frequências abaixo ou acima da frequência natural de ressonância do braço ou do contrapeso.

Se a frequência individual de ressonância da massa principal e do absorvedor são idênticas e a vibração forçada opera nessa frequência, a massa principal não se move porque toda a energia fornecida pelo ponto de oscilação é transferida para o amortecedor. O movimento relativo entre o ponto de oscilação e a massa principal é o mesmo que o do ponto de oscilação sozinho, e o movimento relativo é nulo. Estendendo esse resultado, no caso em que a frequência de ressonância do braço for idêntica à frequência de ressonância do contrapeso, não

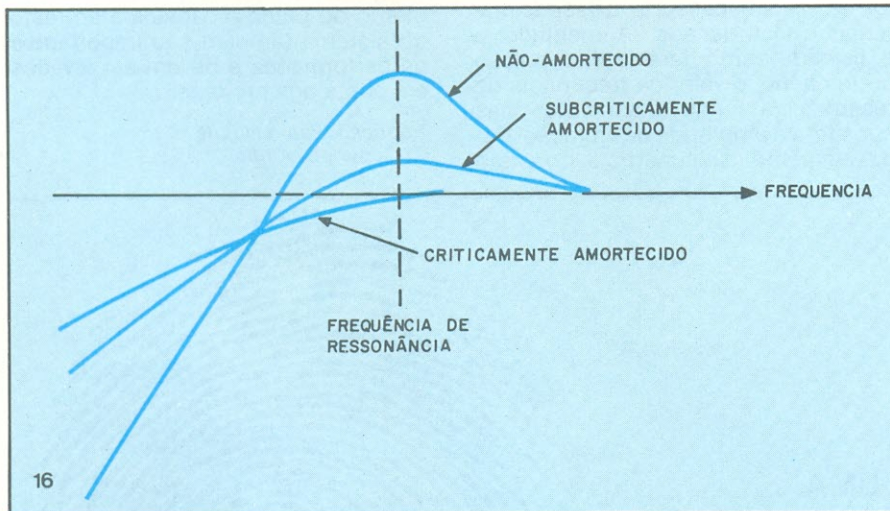


Curva de ressonância típica de um braço-cápsula com contrapeso desacoplado.

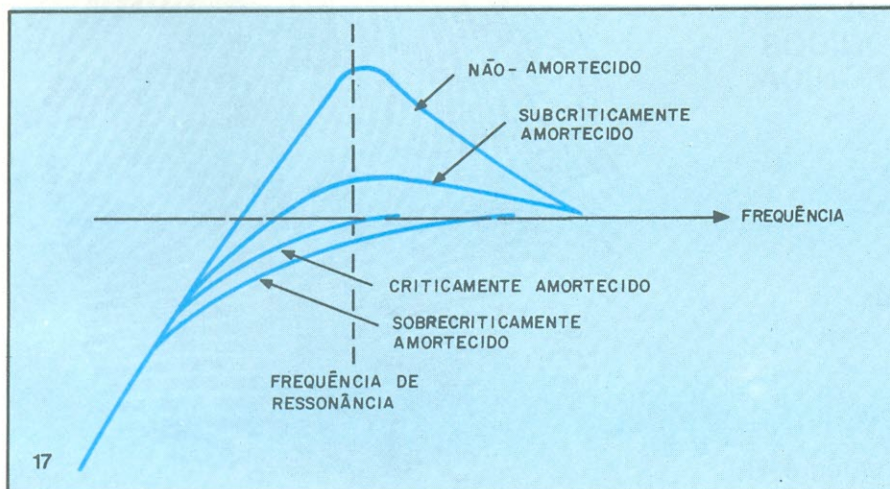
haverá picos de resposta nem abaixo nem acima e nem na própria frequência de ressonância do braço.

Uma curva de resposta típica de um braço com contrapeso desacoplado (flexível), com suspensão centrada na frequência de ressonância do braço, é mostrada na figura 15. Há mais vantagem naquela em que os picos têm amplitudes menores, e finalmente

o maior dos dois picos pode ser colocado numa frequência benigna, próxima dos 15 Hz. A desvantagem é que a ressonância inferior estende a resposta do sistema para uma frequência inferior mais baixa do que nos sistemas habituais; o amortecimento pode ser usado para prevenir isso. Pode-se ver, porém, que um acoplamento crítico é necessário entre o braço, o contrape-



Efeito do amortecimento do mancal na ressonância.



Efeito do amortecimento entre cápsula e disco.

so e a cápsula para que o sistema funcione satisfatoriamente.

O caso em que a frequência de ressonância do absorvedor é bem inferior à frequência de ressonância da massa crítica não é desejável, porque implicaria em contrapesos mais flexíveis que o limite de tolerância em braços reais.

Se a frequência de ressonância do absorvedor estiver acima da frequência de ressonância da massa, a massa oscilará em frequências onde o absorvedor está rigidamente ligado a ela. Os efeitos da ressonância principal permanecem inalterados. Na frequência de ressonância do absorvedor, a massa não se move de tal forma que não há forças capazes de mover o absorvedor. O resultado é que o sistema se comportaria como se fosse um sistema de massa única.

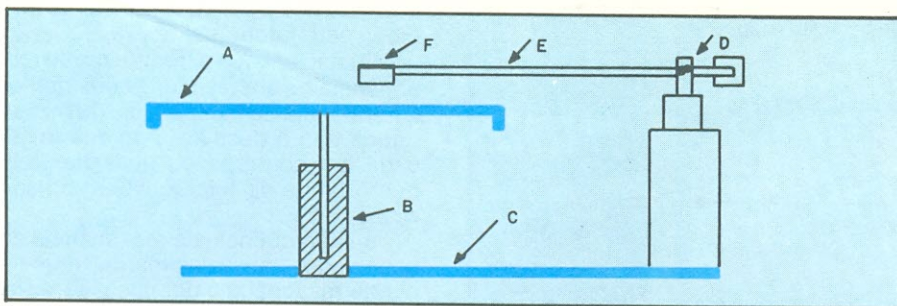
Muitos braços com contrapesos desacoplados têm uma suspensão de borracha esticada, provocando um aumento apreciável na frequência de ressonância. Tais braços não são, obviamente, balanceados com contrapesos flexíveis, mas, podem introduzir indesejáveis e imprevisíveis ressonâncias na banda de áudio. Esse é sempre um perigo quando forem usados elementos flexíveis num braço.

Amortecimento do braço

O amortecimento no braço é usualmente aplicado nos mancais, na forma de um pistão se movendo num líquido viscoso. Essa forma de amortecimento aplica uma força proporcional à velocidade do braço e se opõe ao seu movimento. O movimento fora de fase da ressonância é reduzido a custo de uma extensão da resposta para frequências inferiores à ressonância. Isso quer dizer que um braço amortecido se move com maior dificuldade para sinais de frequência abaixo da frequência de ressonância, como mostra a curva de resposta em frequência da figura 16.

Outro método é aplicar o amortecimento entre o braço e o disco. Uma escova ou almofada é conectada ao resto do braço através de uma ligadura viscosa. Se esse método for usado com um amortecimento crítico, o pico de ressonância do braço é removido sem nenhuma extensão da resposta em frequência. O amortecimento crítico ocorre quando ele é suficiente para remover o pico mas não tão forte a ponto de causar uma queda na curva acima da frequência de ressonância. A figura 17 mostra as curvas de resposta do braço para vários graus de amortecimento.

Teoricamente essa é a condição ideal, mas na prática as coisas não acontecem assim. Esse método depende do traqueamento do elemento de que é construído o disco, que pode alterar a força de traqueamento da



Pontos de ressonância possíveis.

cápsula, mudando assim o quadro de amortecimento; além disso, esse fato pode adicionar outras frequências de ressonância, o que é altamente indesejável.

Outras ressonâncias

Na discussão de outras ressonâncias, é insuficiente analisar o braço isoladamente. Estendendo o argumento dado na introdução deste artigo, pode-se ver que sinais indesejáveis podem ser gerados por qualquer movimento relativo entre o prato e a cabeça do braço (a cápsula e a agulha ainda são ideais). Por exemplo, se o prato não está alinhado ao plano horizontal, ele fará com que o braço se mova para cima e para baixo como se fosse um disco empenado.

Outras fontes de movimentos rela-

tivos menos óbvias também introduzem ressonâncias. Uma série de fontes possíveis é mostrada na figura 18: a superfície do prato (A), o centro e seu mancal (B), o suporte do mancal de centro (C), os mancais do braço (D), o tubo do braço (E) e finalmente a ligação da cápsula ao fim do braço (F).

Nenhum material, pelo menos dos que conhecemos até hoje, é completamente rígido, e portanto, em termos físicos, todos os materiais se comportam como molas. A rigidez do material pode ser aumentada usando elementos de maior espessura ou usando materiais mais densos. Aumentado a densidade sem alterar a distribuição ou tamanho, o valor da frequência de ressonância tende a aumentar mas não afeta a amplitude de vibração. Cada elemento da superfície do prato

tem massa, e aumentando a quantidade de material usado, aumenta a massa. Aumentando a massa sem alterar a dureza dos componentes, a componente de ressonância diminui, mas a amplitude também diminui para a mesma força externa aplicada. Cada massa e sua elasticidade, característica do material de que é feita, atuam como um sistema de ressonância, e, junto com outras ressonâncias do sistema, uma complexa série de absorvedores dinâmicos, ou para usar a expressão correta, um sistema de vibração com muitos graus de liberdade.

Conclusão

De posse de todas as massas e coeficientes de elasticidade (eles podem ser medidos ou calculados), o sistema de ressonância pode ser analisado. Deve-se ressaltar que o único ponto de interesse é o movimento relativo entre o prato e a ponta do braço. Essa análise é apenas o ponto de partida do projeto de um braço.

As ressonâncias e os outros fatores devem ser dosados de acordo com as aplicações particulares. O acoplamento do braço à cápsula e ao resto do sistema também são importantes na performance e devem ser levados em conta nos projetos.

Tradução: Paulo Nubile
© Copyright Audio

**DIGITAL CADA UM TEM UMA.
MAS A NOSSA É MELHOR.
PORQUE TEM UM ESTOQUE
COMPLETO E VARIADO DE
COMPONENTES ELETRÔNICOS
E DOS KITS NOVA ELETRÔNICA.**



Componentes Eletrônicas Ltda.

Rua Conceição, 377/383 — Porto Alegre, RS
Fone: (0512) 24-4175
TELEX 0512708 DGTL BR



Faça seu próprio “potenciômetro discreto”

W. Marshall Leach, Jr.

Um dos muitos problemas que assolam os entusiastas que apreciam montar seus próprios aparelhos de áudio é o de obter um controle de volume de boa qualidade. Apesar dos muitos potenciômetros encontrados à venda no comércio de eletrônica, várias vezes não encontramos o valor correto, ou o tipo de variação adequada ou, então, não os encontramos de boa qualidade, e acabamos por comprar os que “raspam” ou “chiam” quando tentamos variar o volume. E, se tentamos conseguir um potenciômetro duplo, então, a situação piora; mesmo se tivermos a felicidade de achar um que nos sirva, geralmente uma das metades não segue fielmente a outra, chegando a haver uma diferença de 10 dB entre ambas, a baixos níveis de volume. É claro que é possível encontrar bons potenciômetros, desde que se tenha paciência para localizá-los. Existe, porém, uma alternativa bem mais atraente...

...que é a de construir nosso próprio controle de volume, por meio de uma chave de múltiplas posições, abundante no comércio eletrônico. Apesar de não ter aquele toque “macio” dos controles profissionais, a atenuação que proporciona é bastante precisa e ambos os canais terão variação quase idêntica, através de resistores de carbono com tolerância de 5%. A chave utilizada pelo autor, no projeto original, era uma Centralab modelo PA-4002, de 2 polos e 24 posições; com uma posição para a entrada, uma para a saída e outra para a ligação à terra, foi possível ligar a ela 22 resistores, formando um atenuador discreto de 23 posições, variando de uma atenuação nula até infinita, segundo passos pré-determinados.

Segundo informações que obtivemos, porém, não existem chaves com esse número de posições em nosso comércio (ao menos, não em versão normal). São bastante comuns, por aqui, os modelos de 12 posições, sendo produzidos por vários fabricantes, e que também podem resultar em bons “potenciômetros discretos”. Nesse caso, o controle fica com 10 resistores e 11 passos; não é uma variação tão fina quanto a do modelo americano, mas deve satisfazer à maioria das necessidades dos equipamentos montados.

O procedimento que será descrito, para o cálculo dos resistores, é bastante simples, podendo ser efetuado com o auxílio de uma calculadora científica para qualquer número de passos, qualquer variação e qualquer valor de resistência total. Será fornecido, também, um simples programa de cálculo, válido para a calculadora TI-59, da Texas. A título de exemplo, será apresentada a tabela total de valores calculada para o projeto original, com chave de 24 posições; os montadores poderão, depois, calcular os valores de acordo com o tipo de potenciômetro que mais lhes interessar.

O diagrama do circuito do atenuador por passos (ou “potenciômetro discreto”) é dado na figura 1, em sua versão para chave de 24 posições. Vamos representar a posição da chave pelo número inteiro n , que varia de 0 a 22. Na última posição (n° 22), o comum da chave estará conectado ao terminal de entrada e a atenuação será nula; na primeira posi-

ção (n° 0), o comum estará ligado à terra, oferecendo uma atenuação infinita. Para qualquer posição intermediária, a atenuação em decibéis é dada pela equação:

$$\alpha_n = -20 \log \frac{(R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n)}{R} \text{ dB} \quad (1)$$

onde R é a resistência total desejada do atenuador e n é a posição da chave. Dados os valores de R e de α_n para cada posição, essa equação pode ser resolvida para qualquer resistor da chave.

Os primeiros passos, na resolução da equação (1), consistem em passar o número 20 para o primeiro membro, calcular o antilog e depois multiplicar o primeiro membro por R . Vamos ter:

$$R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n = R \times 10^{-(\alpha_n/20)} \quad (2)$$

Determina-se em primeiro lugar, então, o valor de R_1 , fazendo $n = 1$. Vamos ter:

$$R_1 = R \times 10^{-(\alpha_1/20)} \quad (3)$$

Para se calcular R_2 , a equação (1) fica com $n = 2$ e dela se subtrai o valor de R_1 , já calculado na equação (3):

$$R_2 = R \times 10^{-(\alpha_2/20)} - R_1 \quad (4)$$

Esse procedimento é repetido para todos os outros resistores do conjunto. A máquina TI-59 pode ser facilmente programada para executar os cálculos dos resistores. Um dos possíveis programas é este:

±	÷	20	=	INV	2nd	log	×	RCL
00	.	RCL	01	=	STO	02	+	RCL
01	=	STO	01	RCL	02	R/S	GTO	000

A resistência total do atenuador é armazenada no registrador 00, antes do programa ser rodado. O valor numérico 0 deve estar presente nos registradores 01 e 02. Para se calcular os valores de resistência, começando por R_1 , deve-se introduzir a atenuação desejada, em dB, para cada passo

da chave, e depois pressionar a tecla R/S. Para o último valor, deve-se introduzir 0 dB e depois pressionar a tecla R/S.

Esse programa foi usado no cálculo dos 22 resistores (para cada canal) para a chave de 24 posições, formando o controle de volume de 20 k Ω exigido pelo pré-amplificador apresentado pelo autor na revista Audio (veja referência 1). A variação escolhida foi de 6 dB por passo para as primeiras três posições, 4 dB para cada uma das três seguintes e 2 dB para cada uma das restantes. Com isto, foi obtida uma atenuação total de 60 dB na primeira posição, 54 dB na segunda, 48 dB na terceira, 42 dB na quarta, 38 dB na quinta, 34 dB na sexta, 30 dB na sétima, 28 dB na oitava, e assim por diante. Na Tabela I estão todos os valores calculados para este caso. Pode-se convertê-los para totalizarem qualquer outra resistência total desejada, simplesmente dividindo cada resistor por 20 e depois multiplicando pela resistência global desejada, em k Ω . Se a necessidade for de outra variação ou de outro número de passos (como para a chave brasileira de 12 posições, por exemplo), é preciso resolver novamente a equação (1) para se encontrar cada valor de resistência.

Montagem

Ao se confeccionar o controle de volume estéreo, convém tomar precauções para evitar que os resistores tenham contato entre si ou então com terminais aos quais não estão soldados. Se os terminais da chave estiverem ligeiramente oxidados, poderá ser difícil obter uma boa soldagem; e calor excessivo, é bom lembrar, poderá alterar os valores dos resistores ou até danificá-los. Por isso, é uma boa idéia raspar suavemente os terminais da chave (com bombril por exemplo) antes de iniciar o trabalho; a ponta do soldador também deve estar limpa e bem estanhada.

Antes de soldar o primeiro resistor, melhor conferir mais uma vez e certificar-se de que a chave vai ser montada de forma que a rotação no sentido horário aumente o volume do aparelho. Além disso, os dois limites da chave devem estar dispostos de tal forma que, quando o eixo estiver to-

talmente girado para o sentido anti-horário, o terminal comum esteja conectado à terra e em caso contrário (totalmente no sentido horário), ao terminal de entrada.

Se a chave vier um pouco "dura", uma gotinha de óleo nas partes rotativas deverá deixá-la mais condescendente. De qualquer forma, ela tenderá a tornar-se mais "macia" com o uso. Muito cuidado, também, com as plaquinhas de fenolite com que a chave é feita, pois são frágeis; caso alguma delas venha a rachar ou partir, pode ser emendada com cola epóxi.

TABELA I

Valores de resistência para um controle de volume de 20 k e 23 posições

Resistor	valor calculado (em ohms)	valor comercial, em ohms (5%)
R1	20,00	20
R2	19,91	20
R3	39,72	39
R4	79,24	82
R5	92,92	91
R6	147,27	150
R7	233,40	240
R8	163,76	160
R9	206,16	200
R10	259,54	270
R11	326,74	330
R12	411,34	430
R13	517,85	510
R14	651,94	680
R15	820,74	820
R16	1033,25	1000
R17	1300,78	1300
R18	1637,59	1600
R19	2061,60	2000
R20	2595,40	2700
R21	3267,42	3300
R22	4113,44	4300

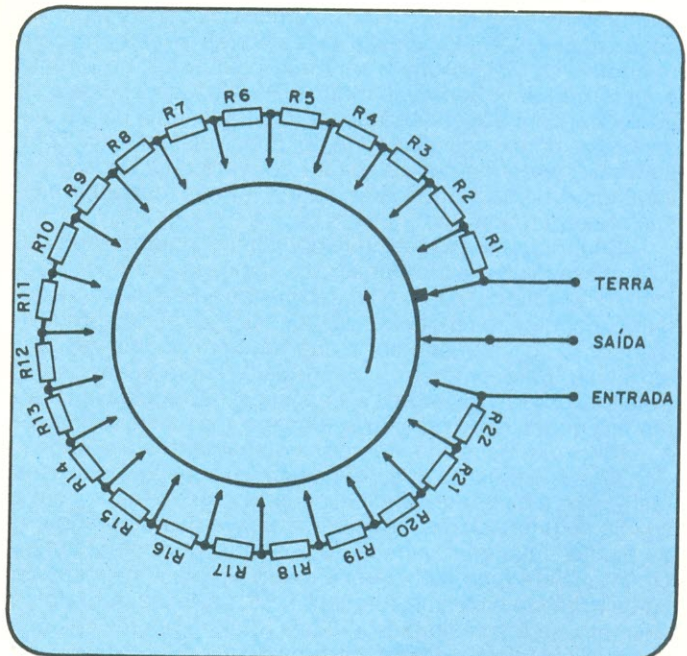


Diagrama de um dos canais do controle de volume, visto por trás. A seta indica o sentido da elevação do volume.

© — Copyright Audio Magazine tradução: Juliano Barsali

Referências

1. W.M. Leach, "Construct a Wide Bandwidth Preamplifier", Audio, Vol. 61, n.º 2, fevereiro 1977, pág. 38 a 48.

**NOVO
LANÇAMENTO
MINI-GUARDA**

**ALARME ELETRÔNICO
PARA RESIDÊNCIAS
MOD. AR-10
TIPO EXPORTAÇÃO
CR\$ 6.000,00**

TIPO EXPORTAÇÃO



KENTEC

**ADMITIMOS
DISTRIBUIDORES**

**GRANDES
DESCONTOS
PARA REVENDA**

KENTEC ELETRÔNICA LTDA.
Rua Alvorada, 1.035 — V. Olímpia
Fones: 531-1894 e 542-1181
Telex: (11) 24.672 - São Paulo

PRANCHETA DO PROJETISTA SÉRIE NACIONAL

Fonte variável para motores CC — 12 V/1 A

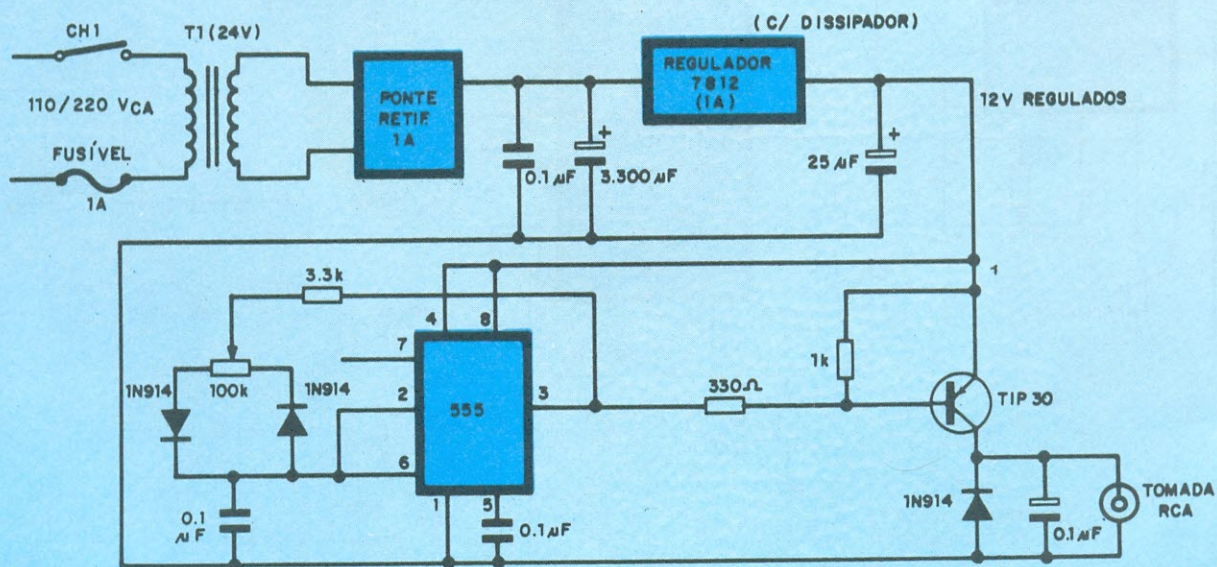
(projetada para o Malidril)

Rodolpho Berger, Rio de Janeiro, RJ

A utilidade do Malidril pode ser grandemente aumentada com o uso de uma fonte de tensão variável, projetada para motores CC. A fonte apresentada tem seu funcionamento baseado no 555 como multivibrador com ciclo ativo variável e frequência fixa.

A relação ciclo ativo/ciclo de repouso é determinada pela posição do potenciômetro, pelo fato de ter diodos,

com polarizações contrárias em suas extremidades. A saída do 555 é acoplada ao transistor PNP de potência, que controla o motor CC. A alimentação do conjunto é feita de forma convencional, utilizando-se um regulador 7812, de 1 ampère. Nenhum dos valores é crítico e a montagem não deve apresentar problemas.



Tiro ao prato eletrônico

Carlos Augusto Soares Ribas, Curitiba, PR

Sou estudante do Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, ex-Escola Técnica, e estou lhes enviando o circuito de um "tiro ao prato eletrônico", que consiste em um jogo constituído de um jogo de 10 LEDs que correm seqüencialmente, simulando o prato que foi atirado, e um "gatilho" que, ao ser disparado, pára a seqüência no último LED que acendeu antes do tiro, indicando através de um display (opcional) o número de pontos correspondentes a esse LED.

O circuito funciona com base no circuito integrado NE 555, que emite pulsos, em uma freqüência previamente ajustada, para o CI 4017, que conta esses pulsos, decodifi-

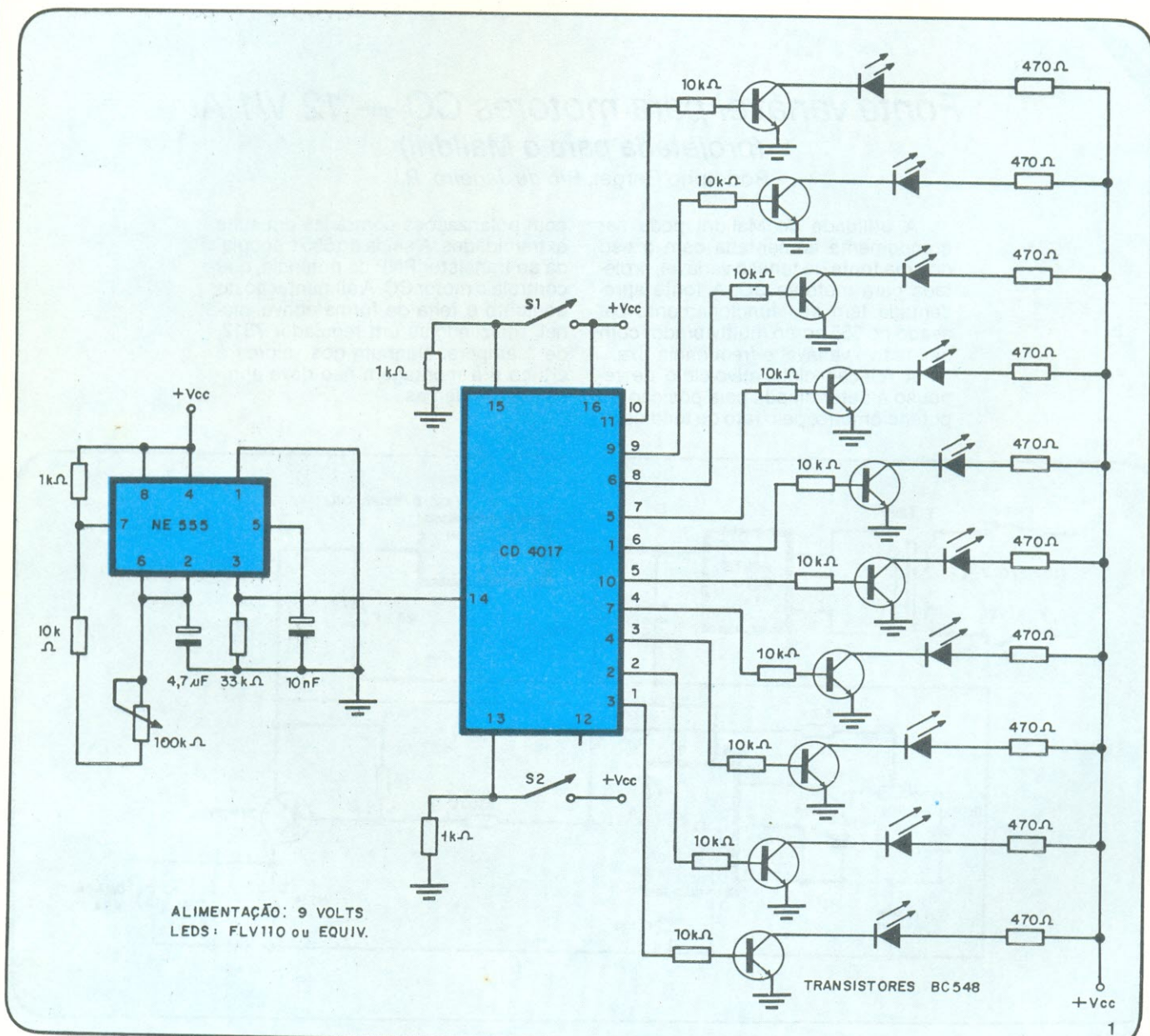
cando-os em 10 saídas seqüenciais (figura 1).

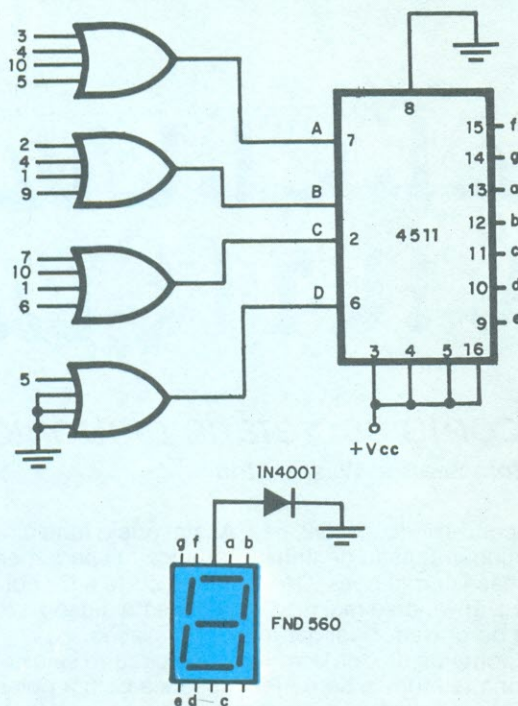
Enquanto S1 está conectado, o contador mantém apenas o primeiro LED aceso; mas quando ele é aberto, os LEDs acendem seqüencialmente, até o momento em que S2 é conectado, parando a seqüência.

Se for desejado, pode-se ligar o CI 4511, decodificador de 7 segmentos, para indicar o número de pontos digitalmente, conforme mostra a figura 2. Os números nas entradas das portas OU são referentes aos pinos de saída do 4017, e essas portas pertencem a dois CIs 4072, com duas portas cada um. Sua pinagem aparece na figura 3.

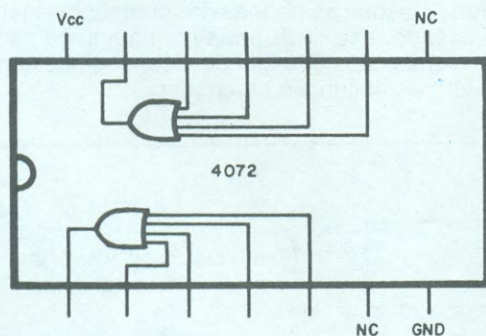
A operação do jogo é bastante simples. Basta desligar S1 (estando S2 também desligado), que os LEDs acenderão seqüencialmente; no momento desejado, liga-se S2, que interromperá a seqüência, indicando o número de pontos correspondente. A velocidade dos LEDs pode ser controlada pelo potenciômetro situado no pulsador. De acordo com o circuito apresentado, os LEDs valem, do primeiro ao décimo, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 9, 4, 2 e 0 pontos, respectivamente.

Uma sugestão para a confecção do painel pode ser vista na figura 4.

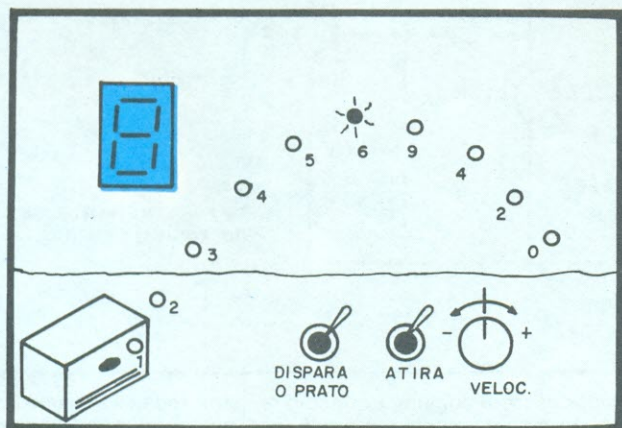




2



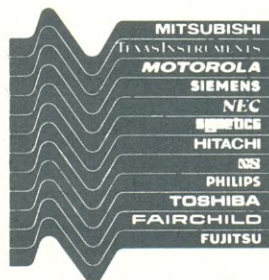
3



4

LANÇAMENTO E.L.T.

世界TTL/IC規格互換表
THE WORLD TTL IC DATA & CROSS-REFERENCE GUIDE



THE WORLD TTL, IC DATA & CROSS REFERENCE GUIDE

O mais completo manual internacional de características e equivalências de circuitos integrados TTL.

Cód.: 82 Cr\$ 1.800,00

Manual, contendo aproximadamente, 30.000 equivalências de transistores dos 13 maiores fabricantes.

Cód.: 78 Cr\$ 500,00

guia mundial de substituição de transistores
MITSUBISHI
TEXAS INSTRUMENTS
MOTOROLA
SIEMENS
FAIRCHILD
NATIONAL
AEG-TELEFUNKEN
RCA
HITACHI
Westinghouse
GENERAL ELECTRIC
PHILIPS
TOSHIBA

manual mundial de transistores
MITSUBISHI
TEXAS INSTRUMENTS
MOTOROLA
SIEMENS
FAIRCHILD
NATIONAL
AEG-TELEFUNKEN
RCA
HITACHI
Westinghouse
GENERAL ELECTRIC
PHILIPS
TOSHIBA

MANUAL MUNDIAL DE TRANSISTORES

Manual contendo: tipo, uso, material, polaridade, padrões, características de 30.000 transistores dos 13 maiores fabricantes.

Cód.: 87 Cr\$ 500,00

Nome _____

Endereço: _____

Cep _____

Cidade _____

Estado _____

C.G.C. _____

Inscr. Est. _____

☐ Cód. 82 ☐ Cód. 78 ☐ Cód. 87

ELT Editora de Livros Técnicos Ltda.

Rua Cesário Alvim, 215 (SP) - Cep 03054

Fone: (011) 92-4730



ENGENHARIA

do PRANCHETA PROJETISTA

Gravador cassete normal atuando como secretária eletrônica

G. Breindel, Universidade de Washington, Seattle, Washington

Um circuito simples como este pode transformar um gravador cassete dos mais baratos numa secretária eletrônica, que grava automaticamente todas as chamadas feitas e recebidas. Ele emprega poucos componentes, como se pode ver, e não há necessidade de alterar o circuito interno do gravador. A única exigência, para o circuito funcionar, é que o gravador possua uma tomada para microfone (*audio in*) e uma tomada para acionamento remoto.

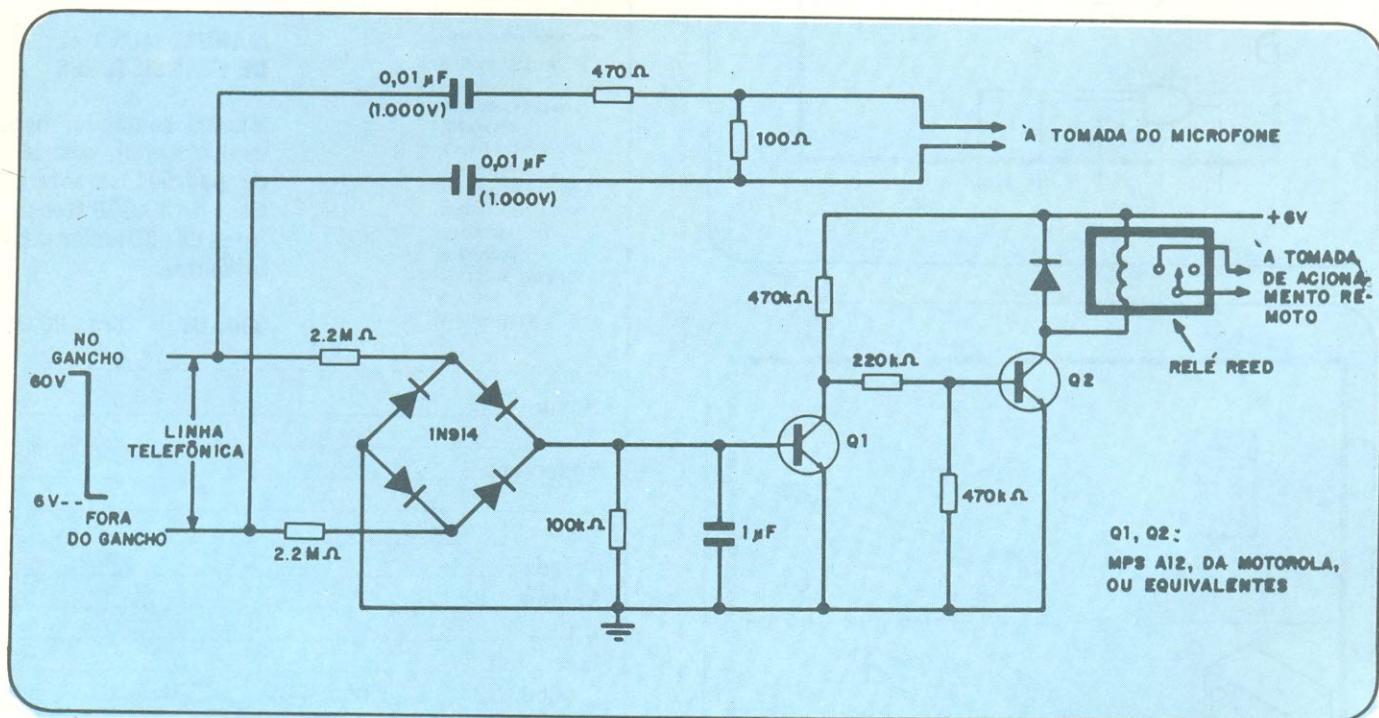
Além de gravar automaticamente todas as chamadas, o circuito efetua também a gravação (em pulsos ou tons) de todos os números discados na linha ao qual está conectado. Como carga para a linha telefônica ele é desprezível e "puxa" pouquíssima corrente quando o telefone não está sendo usado. De qualquer forma, para tal conexão convém obter a aprovação da Companhia Telefônica de sua região.

Sempre que o fone estiver no gancho, o transistor Q1

estará conduzindo, e o Q2, não. Assim que o fone é retirado do gancho, a tensão da linha telefônica cai para menos de 10 V; nessas condições, Q1 vai para o corte e Q2 começa a conduzir, ativando o relê reed, que por estar ligado à tomada remota do gravador, vai dar início à gravação.

A ponte de diodos permite que o circuito seja conectado à linha telefônica sem preocupações com a polaridade. Os dois capacitores proporcionam o necessário acoplamento de áudio, enquanto isolam o gravador da linha telefônica. A alimentação do circuito pode ser obtida das próprias pilhas do gravador, ou através de uma bateria separada de 6 V.

A fim de seguir as normas das companhias telefônicas americanas, deve-se ouvir um sinal na linha a cada 15 segundos, o que pode ser facilmente conseguido com um par de transistores unijunção no circuito.



Na linha — Este econômico circuito aciona automaticamente um gravador cassete comum, fazendo-o registrar todas as chamadas, assim como os números discados. Um par de transistores Darlington é utilizado para comutar o relê reed, que por sua vez controla a tomada de acionamento remoto do gravador. A ponte de diodos permite que o circuito seja ligado à linha sem problemas de polaridade. Um sinal de "bip" pode ser facilmente adicionado.

Fonte de corrente controlável elimina resistores casados

James A. Stanko, Universidade do Estado de Nova Iorque, Stony Brook, NY

Uma fonte bipolar de corrente constante, com fonte de tensão e carga aterradas, é geralmente limitada em sua precisão e sua impedância interna, de acordo com o grau de "casamento" entre dois ou mais resistores. Para o circuito aqui descrito, porém, não há necessidade de resistores casados, já que sua linearidade e impedância interna são determinadas somente pelo ganho, *offset* e rejeição de fonte do amplificador operacional. O circuito tira proveito do fato de que a alimentação de um operacional pode ser flutuante, em geral.

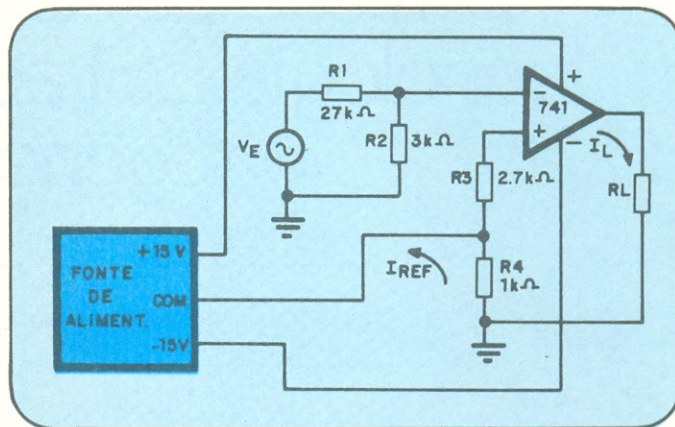
Para entender a operação do circuito, basta lembrar que de forma alguma flui corrente pelos terminais de entrada do operacional em condições de realimentação, e que não há diferença de potencial entre esses terminais. Desse modo, o operacional leva o terminal comum da fonte ao nível estabelecido pela entrada inversora; esse nível de tensão vai aparecer sobre o resistor de referência R4 e é ajustado adequadamente para um valor baixo pelo atenuador de entrada, formado por R1 e R2, a fim de se evitar erros induzidos termicamente, ocasionados pela dissipação do resistor de referência. Os valores de R1 e R2 são escolhidos de forma a proporcionar um fator de escala conveniente.

A corrente de referência estabelecida, então, é exatamente igual à corrente que passa pela carga, que pode ser calculada assim:

$$I_L = -I_{REF} = -\frac{V_e}{R_4} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

O valor da corrente de carga, assim, não depende da resistência dessa carga, podendo ser controlada pelo valor de V_e .

O sinal "menos" na expressão da corrente de carga indica a ação degenerativa da realimentação do circuito. Se I_L aumenta, a tensão adicional sobre R4 faz decrescer o nível da entrada não-inversora do operacional, e, conseqüentemente, também o nível de saída.



Sem pontos críticos — A corrente de carga produzida por este circuito depende da tensão de entrada, e não da resistência da carga. Não requer resistores casados para o controle preciso da corrente, mas a fonte deve poder flutuar.

O resistor R3 tem o mesmo valor da combinação em paralelo de R1 e R2, a fim de se minimizar qualquer erro causado pela corrente de polarização de entrada. Com os valores mostrados na figura, tensões de entrada de até ± 10 V produzem correntes de saída de até ± 10 mA.

Este circuito tem sido utilizado, durante mais de um ano, no suprimento de corrente a eletromagnetos. Nessa aplicação foi auxiliado por um excitador tipo seguidor de emissor, para fornecer maior corrente de saída e maior maleabilidade de tensão.

© - Copyright Electronics International



RCA FAIRCHILD N.E. IBRAPE TEXAS PHILIPS

REI DAS VALVULAS ELETRÔNICA LTDA.

VALVULAS DE TRANSMISSÃO

VALVULAS DE RECEPÇÃO

TRANSISTORES

SEMICONDUCTORES

CAPACITORES ELETROLÍTICOS

RESISTORES

POTENCIÔMETROS

ALTO-FALANTES

DISTRIBUIDORA
DOS KITS
NOVA ELETRÔNICA

RUA DA CONSTITUIÇÃO, 59
RIO DE JANEIRO — RJ
FONES: (021) 224-1573 e 232-4765

RCA FAIRCHILD N.E. IBRAPE TEXAS PHILIPS RCA FAIRCHILD N.E. IBRAPE TEXAS PHILIPS

Difusão do sistema PCM leva tecnologia LSI aos amplificadores regenerativos.

Tac Berry, *Precision Monolithics Inc., Santa Clara, Califórnia*

Duas fontes, apenas, e um consumo de 13 mA caracterizam o mais recente integrado a conter todos os dispositivos ativos requeridos por um receptor de PCM (Modulação Codificada em Pulsos).

No despertar da adoção generalizada dos sistemas digitais de comutação, o restante da rede telefônica também está se tornando digital. Na verdade, o uso extensivo da modulação codificada em pulsos (PCM) resulta bem menos dispendioso do que converter fluxos de bits, normalmente multiplexados em 24 canais por vez, em frequências analógicas de voz, e vice-versa.

No entanto, para evitar que os sinais da transmissão PCM sejam simplesmente eliminados pela atenuação e ruído da linha, é preciso instalar amplificadores regenerativos a cada 2000 metros da mesma, pelo menos. A demanda por tais repetidores, por sua vez, encorajou o desenvolvimento de integrados LSI, tais como os RPT/81 e /82, da Precision Monolithics, que contivessem todos os componentes ativos requeridos por tais amplificadores.

Sendo os dispositivos mais recentes de seu tipo, os integrados 81 e 82 consomem muito menos potência de seus antecessores. Assim, uma configuração normal de amplificador baseada em um deles utiliza menos de 100 mW para produzir a extensa largura de banda (5 MHz) requerida por um sistema TI. Além disso, o 81 e o 82 não tem problemas com a sincronização dos pulsos de saída durante as sequências de ativação, já que seus pulsos internos de *strobe*, que são utilizados na montagem da corrente de dados de entrada, asseguram uma rápida e precisa resposta dos dispositivo a todas as frequências de entrada. Dessa forma, eles podem alcançar uma taxa de erro de 1 bit em 10^6 , ou menos, sob uma maior variedade de ruídos, larguras de banda e outras condições de operação do que seria possível anteriormente.

Nos demais aspectos, o 81 e o 82 são semelhantes aos CIs que os antecederam. Executam todas as funções de amplificação, filtragem e processamento de sinais necessários a um amplificador regenerativo, reproduzindo fielmente o trem de pulsos digital original, exatamente como foi transmitido pelo terminal PCM gerador ou pelo repetidor PCM precedente. A principal diferença entre ambos está numa característica do 81 que reduz grandemente a incidência de ruídos no repetidor — é a desativação de *clock*, que promove o desligamento do amplificador de *clock* na ausência de sinal na entrada.

Acréscimos necessários

Entretanto, tanto um como outro não são amplificadores completos a exemplo de outros integrados similares. Assim, por exemplo, eles evitam os problemas de dissipação de calor recebendo alimentação através de uma rede reguladora externa, constituída por componentes discretos (diodos zener e resistores), e ganham flexibilidade no estágio amplificador final utilizando componentes externos, tais como transformadores de entrada e saída, atenuadores, resistores de realimentação e alguns outros.

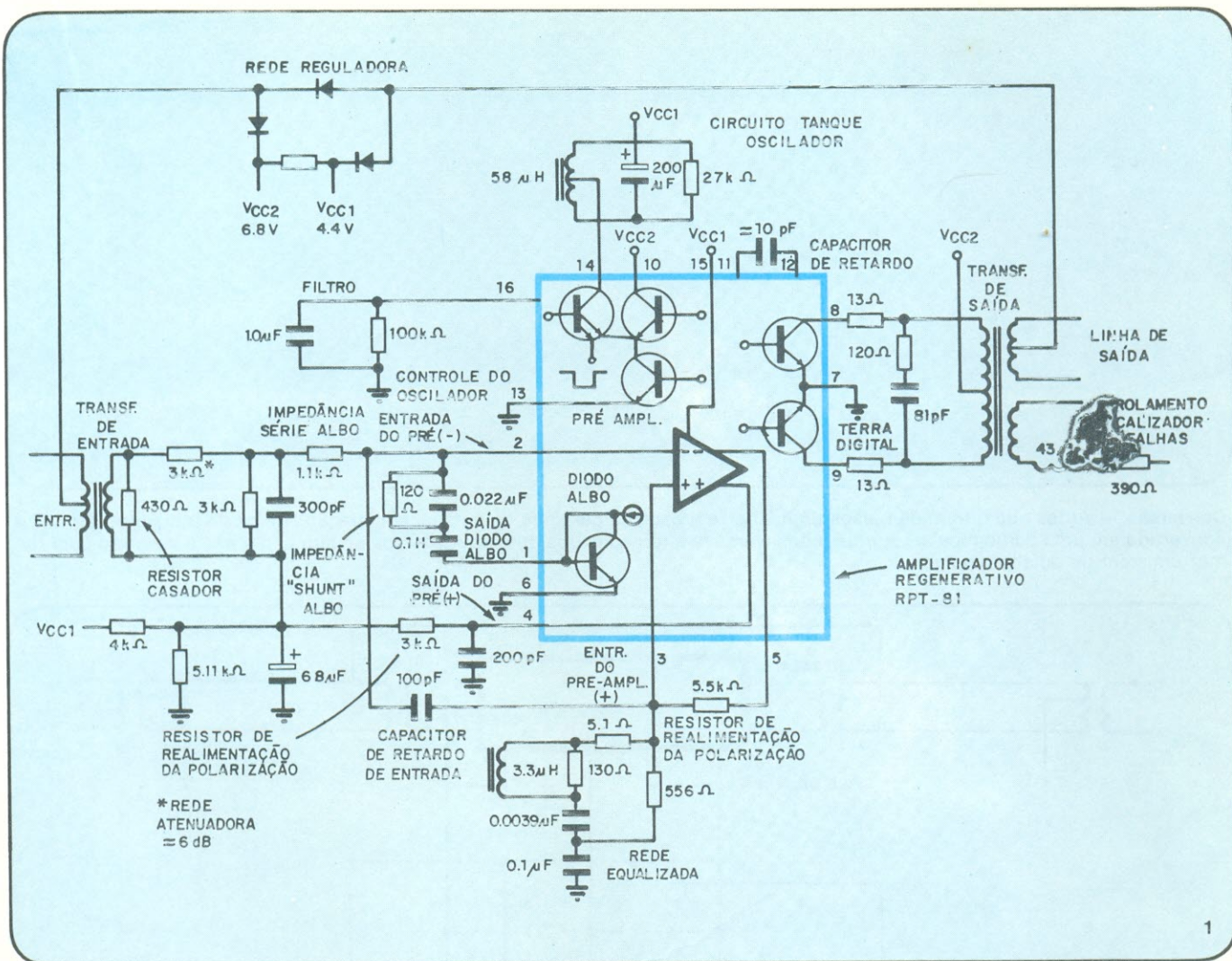
Uma vantagem que a dupla 81/82 divide com os outros integrados é a sua indiscutível superioridade sobre os circuitos discretos. Tanto que os amplificadores PCM baseados nos dispositivos RPT empregam apenas duas fontes de alimentação — uma a menos que qualquer outro sistema semelhante — e requerem somente 13 mA de corrente — valor também inferior ao de qualquer outra abordagem. Ademais, só é preciso se preocupar em especificar, comprar e testar um único dispositivo; seu encapsulamento de 16 pinos ocupa muito menos espaço na placa; o projeto é simplificado; e menor número de componentes precisa ser submetido a testes de confiabilidade, antes que o circuito vá para a produção.

Na figura 1 podemos ver um típico repetidor regenerativo baseado no 81 ou 82, o qual utiliza integrados separados para cada sentido do sinal. A tecnologia bipolar permite a confecção de saída digitais de alta velocidade no mesmo CI do amplificador banda larga do sistema TI.

Um sistema PCM de transmissão elimina quase completamente o ruído cumulativo da linha de transmissão, pelo fato de que o sinal é renovado a cada estação regenerativa. O amplificador exerce, então, três funções básicas: remodelagem, regeneração e nova sincronização dos sinais. Para executá-las a dupla 81/82 se utiliza do sistema codificador (ou protocolo) já empregado há anos nas linhas de transmissão a PCM.

Inversão alternada

Antes de deixar o terminal PCM, o trem de pulsos digital convencional (composto por "1s" e "0s" lógicos) é convertido em um código bipolar, denominado **inversão alterna-**



Duas rotas — Um típico amplificador de linha de transmissão, utilizando o CI 81 ou 82, possui um canal separado para cada sentido de transmissão. Os integrados monolíticos fornecem apenas as partes ativa do amplificador, donde se conclui que vários outros componentes serão necessários no canal apresentado.

da (figura 2). Esse procedimento codifica pulsos alternados, de polaridades opostas, a fim de remover o componente CC da linha de transmissão e assim permitir que os amplificadores regenerativos (ou repetidores) sejam acoplados a transformador (figura 3).

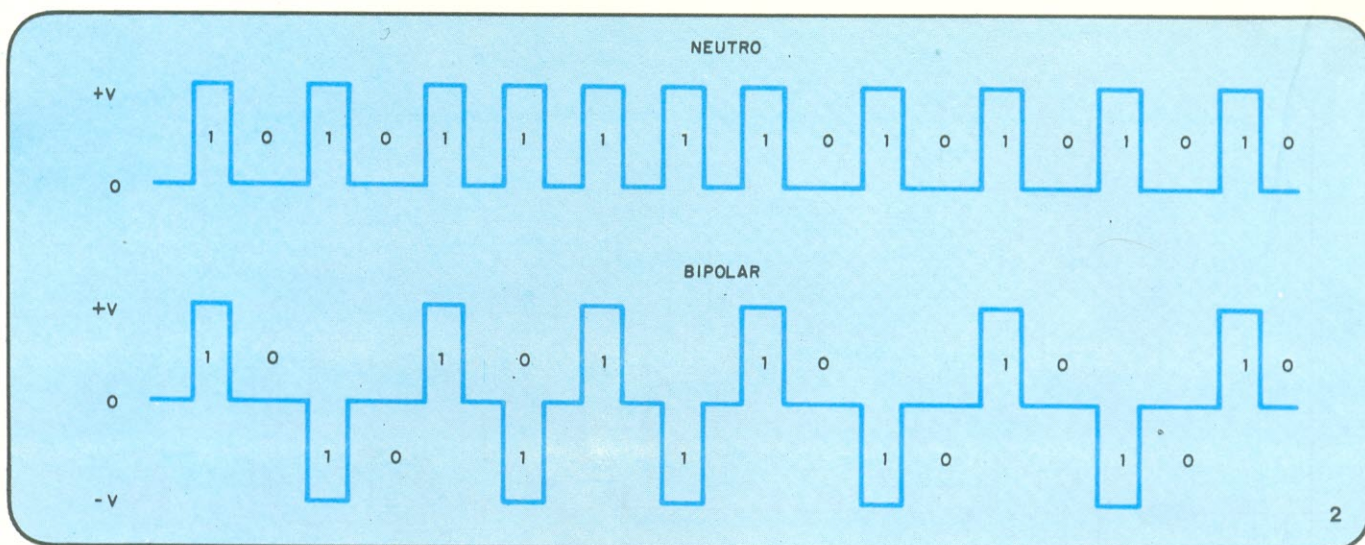
Quando um pulso chega a um amplificador regenerativo, após ter sido transmitido ao longo de várias centenas de metros de uma linha de transmissão repleta de perdas e ruídos, está severamente atenuado. E, pior do que isso, chega expandido pela pobre resposta em frequência da linha. Esses fatores ocasionam a interferência inter-símbolos — ou seja, uma superposição de pulsos sucessivos. Imaginando, por exemplo, uma típica transmissão PCM ao longo de 2000 metros de cabo isolado, bitola 22, teremos um “espalhamento” do pulso por sobre três ou quatro espaços, ao invés de o termos confinado a uma posição bem definida.

Para serem reconhecidos, esses pulsos precisam ser comparados a um limiar de referência, definido como “amplitude média dos pulsos recebidos”. Tal comparação é facilitada pelo “desdobramento” da linha de transmissão, que faz parecer que a extensão de cada repetidor tem o mesmo comprimento e, portanto, a mesma atenuação. Esse desdobramento da linha deve simular com perfeição a resposta em amplitude e fase de um pedaço adicional de li-

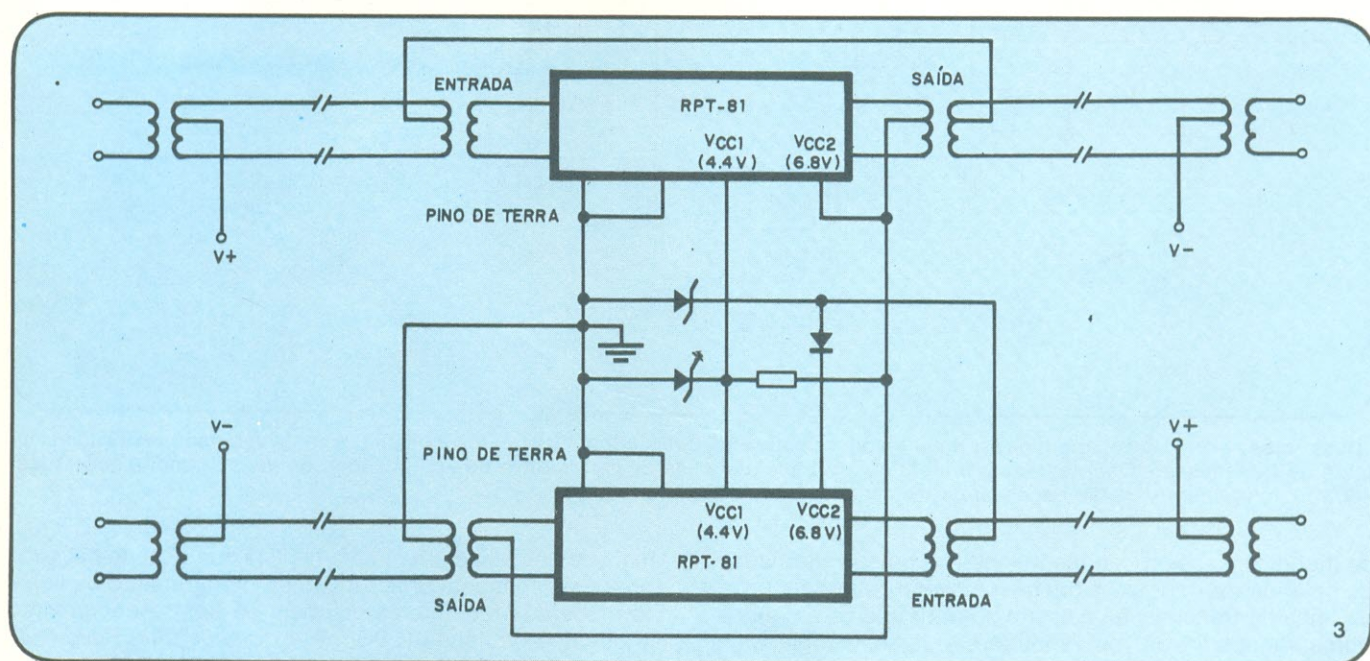
nha — o que não é uma tarefa fácil, já que o efeito pelicular torna essa resposta uma função do comprimento da linha. Os modernos repetidores dispõem de um desdobramento automático da linha (ALBO, ou *Automatic Line Build-Out*), que emprega o equivalente a um circuito de controle automático de ganho, cujas atenuação e resposta em frequência são funções da amplitude média dos pulsos recebidos.

Num repetidor típico (figura 4), o circuito ALBO. O detector atenua o sinal em proporção à tensão do filtro ALBO. O detector-comparador de pico envia um pulso de corrente ao filtro ALBO toda vez que os pulsos vindos do pré-amplificador excedem um certo limite fixo. Esse pulso de corrente tem o efeito de elevar a tensão do filtro ALBO, que, por sua vez, aumenta a atenuação ALBO. O laço de realimentação ajusta-se a essa mudança, até que os pulsos vindos do pré-amplificador sejam iguais, em amplitude, aos pulsos de referência. As referências do retificador de onda completa e do detector de limiar lógico ficam ajustadas a razões fixas dessa referência de pico, de forma que seus limiares sejam fixos em relação ao formato do pulso e à sua amplitude relativa (figura 4b).

A função do pré-amplificador é a de amplificar e equalizar (ou modelar) os pulsos vindos do sistema ALBO. A equalização torna os pulsos bem abruptos, de forma a fazer com



Conversão — Antes que o trem de pulsos digital deixe a estação geradora de pulsos, em direção à linha de transmissão PCM, é convertido em um código bipolar, por meio de inversões alternadas dos pulsos. Assim, pulso sim pulso não é invertido para formar um trem de pulsos bipolar.



Apenas corrente alternada — Como todos os componentes CC do sinal são removidos pelo código alternado de inversão, os CIs amplificadores 81 e 82 podem ser acoplados a transformador à linha de transmissão PCM, permitindo que uma fonte alimente a transmissão duplex plena.

que a maior parte da amplitude do pulso fique restrita ao seu próprio espaço de tempo. Tal remodelamento elimina grande parte da interferência inter-símbolos.

As outras duas funções

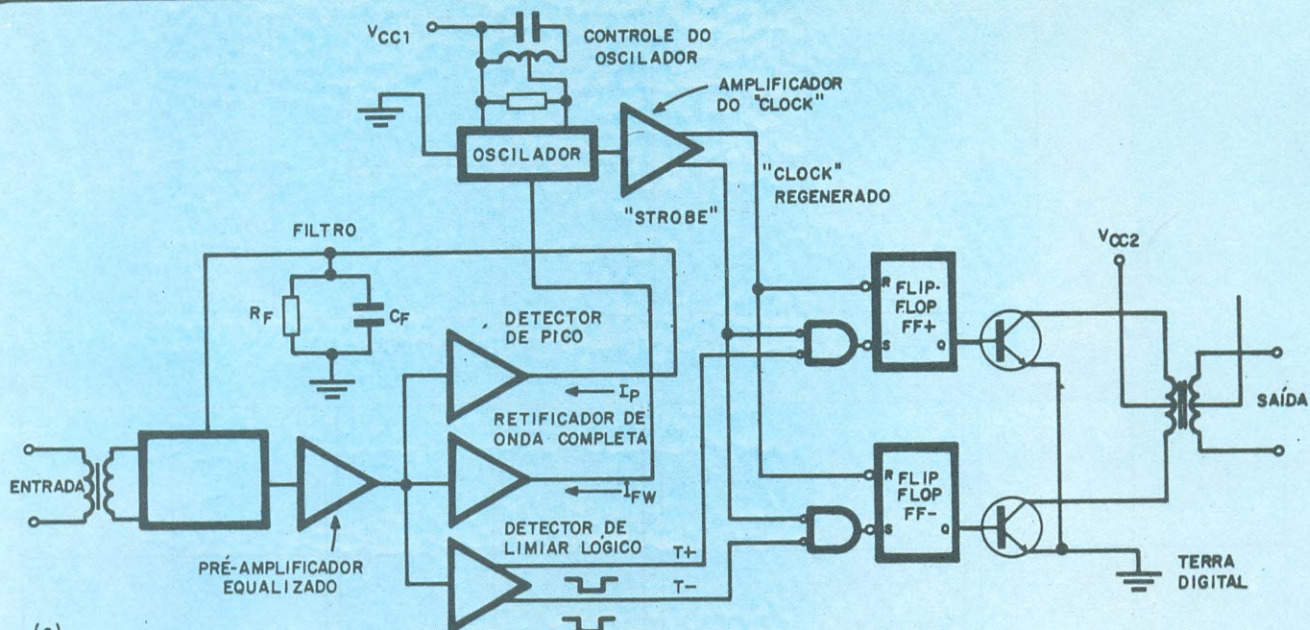
A nova sincronização e a regeneração dos pulsos começa com o retificador de onda completa para o circuito de limiar de *clock*. Para cada pulso recebido, independentemente de sua polaridade, esse circuito envia um pulso de corrente ao circuito oscilador; o pulso de corrente vai energizar um circuito tanque sintonizado, cuja frequência de ressonância tem um valor bastante próximo da frequência de dados ideal para os sistemas T1, que é de 1,544 megabits/s.

Os integrados 81 e 82 são projetados de forma que o oscilador possa operar na modalidade “oscilador travado”

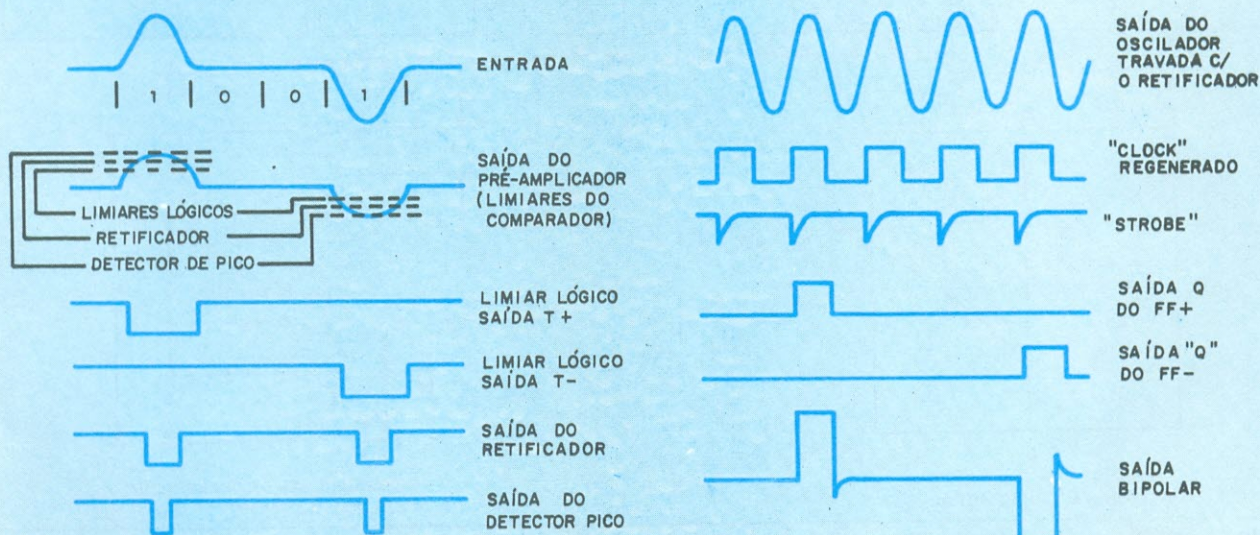
— isto é, com seu pino de controle aterrado. Nesse caso, o oscilador trabalha o tempo todo, mas é travado em fase em relação à saída do retificador de onda completa.

Como alternativa, pode-se operar com o pino de controle do oscilador em aberto, caso em que o circuito tanque somente é energizado a cada novo pulso de corrente enviado pelo retificador de onda completa. Depois disso, simplesmente oscila a uma frequência bastante próxima da ressonância. A preferência por um ou outro método vai depender da aplicação — o tipo de amplificador que está sendo projetado e o sistema PCM que será utilizado.

Em ambos os casos, a recuperação do *clock* é simples, pois o circuito oscilador permanece travado em fase à frequência do trem de pulsos. A senóide que o circuito produz é amplificada e modelada pelo amplificador de *clock*,



(a)



(b)

Regeneração — Num repetidor PCM típico (a), o código bipolar distorcido (b) é regenerado, remodelado e temporizado novamente, até tornar-se uma réplica quase perfeita do sinal enviado pela linha de transmissão do repetidor anterior ou da estação geradora de sinais.

cujas saídas são duas formas de onda: onda quadrada e *strobe*. Esta última consiste de uma série de pulsos negativos e estreitos, os quais coincidem com as bordas ascendentes da onda quadrada do *clock* regenerado. Em outras palavras, o repetidor pode gerar um pulso cujas bordas ascendentes e descendentes coincidem com a porção de ascendência positiva da onda quadrada do *clock* regenerado. Resta apenas, então, determinar se houve a transmissão de um pulso pela linha num certo período de tempo e, em caso afirmativo, qual era sua polaridade.

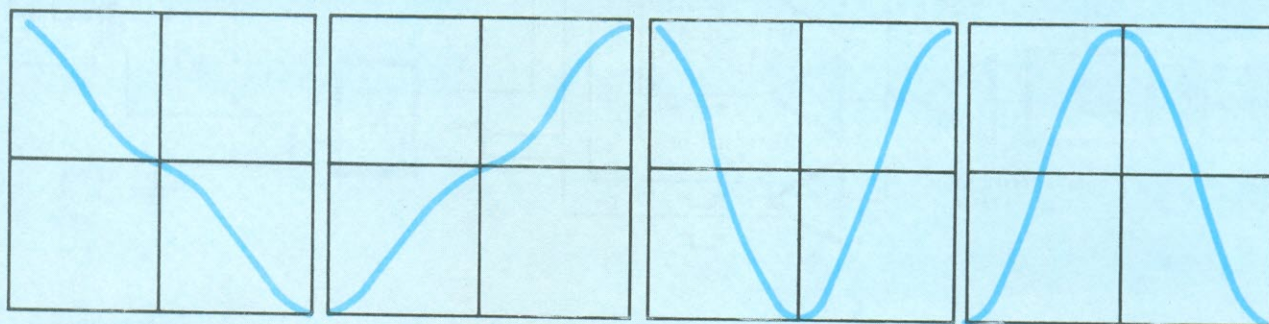
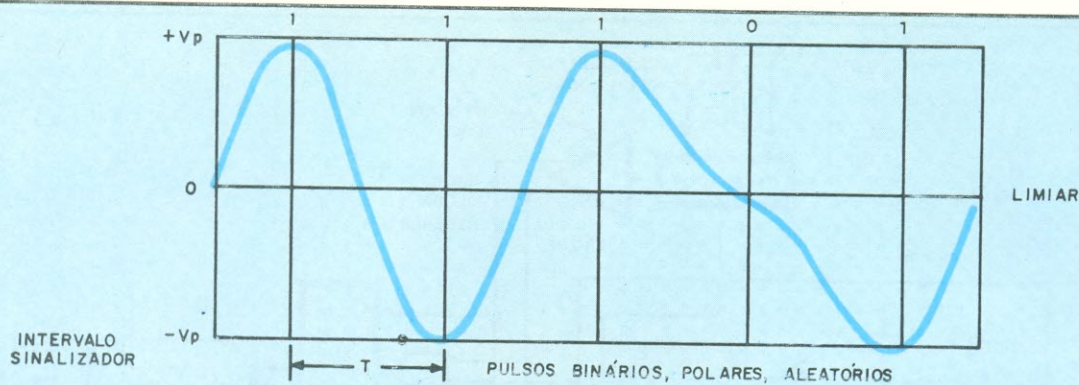
Tal determinação é feita pelo detector de limiar lógico, que produz um pulso negativo tanto na linha T+ como na T-, dependendo do pulso recebido ser positivo ou negativo, respectivamente. Tais pulsos negativos, em seguida, são invertidos e passados por uma porta E, juntamente com os pulsos de *strobe* invertidos, de modo a acionar os *flip-flops* FF+ ou FF-, respectivamente (figura 4a). É a porção negati-

va do *clock* regenerado, então, que vai provocar resets nos *flip-flops*. Como os coletores dos transistores pertencentes ao *buffer* de saída estão conectados a extremidade opostas do primário do transformador, no secundário será gerado um pulso com a polaridade correta.

O trem de pulsos, na saída do repetidor, deveria então ser uma réplica perfeita do trem de pulsos injetado na entrada do mesmo, exceto pelo retardo introduzido. Na prática, porém, a saída nunca é ideal, devido a flutuações de amplitude e temporização.

Desvios do ideal

As flutuações de amplitude são causadas pelo ruído aleatório, que é devido, em parte, à instabilidade de saída do repetidor e parte à interferência inter-símbolos, mas a maior parte mesmo é devida à interferência entre canais adjacentes — centenas ou milhares de pares de fios num só



TODAS AS TRANSIÇÕES POSSÍVEIS DOS TRENS DE PULSOS BIPOLARES

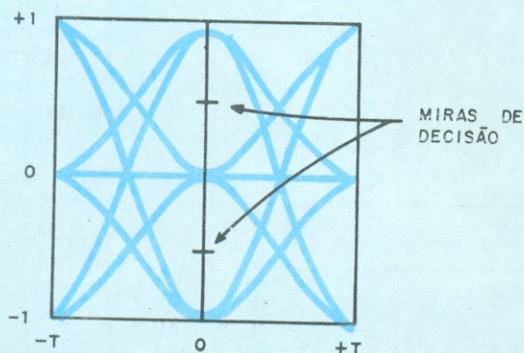
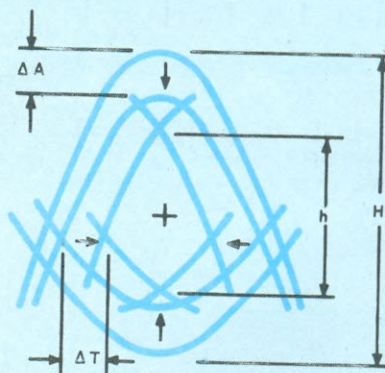


DIAGRAMA OLHAL IDEAL



CONTRAÇÃO DO DIAGRAMA OLHAL, DEVIDO AO RUÍDO

5

Período de decisão — O diagrama olhal, uma composição de todas as possíveis transições do trem de pulsos, é empregado na avaliação do efeito das flutuações de amplitude ou tempo sobre a taxa de erro do sistema PCM. A contração do "olho" é proporcional a essas fontes de ruído.

cabo, originando uma severa interferência mútua.

As flutuações de temporização são causadas pelo deslocamento dos sinais em relação aos instantes próprios de ocorrência. A fonte de tais erros é o próprio repetidor, que executa a função primária de resincronizar o sinal e de travá-lo em fase em relação à média a longo prazo da frequência de *clock* (obtida da rede).

É possível, no entanto, avaliar a sensibilidade de um amplificador regenerativo a todos esses distúrbios enviando-lhe uma série pseudoaleatória de pulsos bipolares e observando, num osciloscópio, os sinais traçados pelas transições analógicas de saída do mesmo. Esse diagrama olhal (figura 5) é visualizado sobre o intervalo de transição de dois pulsos e sincronizado com o sinal de *clock* de transmissão. Devido ao comportamento aleatório do trem de pulsos de entrada, todas as possíveis transições lógicas resultam aparentes, superpostas mas deixando um espaço livre na parte central.

A dimensão dessa área central, como foi comprovado, está diretamente relacionada à probabilidade de erro, que é

atribuída a uma regeneração deficiente do trem de pulsos pelo amplificador. Assim, por exemplo, qualquer alteração na altura da área aberta pode ser causada por uma degradação, tanto no trem de pulsos como no desempenho do repetidor. Além disso, a amplitude pode ser afetada pela interferência inter-símbolos, ecos, variações no excitador de saída e imprecisões no limiar de entrada. Em todos os casos, o efeito sobre o sinal surge como uma queda vertical no diagrama olhal. Da mesma forma, alterações na temporização dos pulsos de saída, ocasionadas por distúrbios, são visualizadas no diagrama sob a forma de estreitamento horizontal. É assim que as duas maiores fontes de erros para os trens de pulsos, originárias do próprio projeto do regenerador, podem ser imediatamente observadas.

O diagrama olhal mostra que a dupla 81/82 regenera todos os pulsos que satisfazem os requisitos de limiar, sem inserir pulsos em espaços vazios a uma frequência inaceitavelmente alta.

MICROPROCESSADORES

a coletânea do avanço

Eis aí um componente que se pode dizer indispensável, hoje em dia. Ele está em toda parte, se intromete em tudo. Vá você dizer a um hobista americano que desista de seu microcomputador doméstico pessoal ou a uma dona de casa americana que abra mão de seu forno de microondas; tente fazer jogos de vídeo sem eles; o que você prefere, uma calculadora científica ou uma régua de cálculo?

Esse inseto danado, o microprocessador, parece que não "pegou" no Brasil, pois parece que só lá fora é que se procura utilizá-lo intensamente. Mas o fato é que ele está presente; não tanto em aparelhos domésticos e para o consumidor (exceto nas calculadoras e relógios digitais de pulso), como nos Estados Unidos, mas em equipamentos e processos industriais, de telecomunicações, em atividades bancárias e comerciais, entre outras coisas. Talvez seja por isso que ele não apareça tanto.

Julgamos, assim, que ele tem sua importância e essa importância só tende a crescer. É imprescindível que estejamos atualizados com seus progressos, razão que nos levou a coletar mais de cem microprocessadores diferentes, comercializados atualmente por 20 fabricantes, e reuni-los aqui numa tabela útil, de fácil consulta, com vários de seus parâmetros principais. Junto à tabela, como não poderiam faltar, estão os endereços de todos os fabricantes citados.

Embora não esteja tão difundido entre nós como nos Estados Unidos, no Japão e em alguns países europeus, o microprocessador é um componente que conquistou definitivamente seu lugar na eletrônica. Partindo de um começo sem muito entusiasmo, em 1971 (com o 4004, da Intel), ele é hoje como que uma resposta mágica para a indústria, que procura utilizá-lo onde quer que seja possível substituir peças eletrônicas discretas e até mesmo mecanismos inteiros. É assim que se vê microprocessadores em máquinas tão variadas como computadores, fornos de microondas, relógios, flipperamas, calculadoras, jogos e brinquedos, equipamentos industriais, veículos, TVs, periféricos, alarmes, faturadeiras contábeis — e parece que é só o começo.

A primeira façanha desses processadores em miniatura foi tornar possível a confecção de máquinas de calcular de bolso, tanto populares como científicas e comerciais, e a um preço logo acessível, o que praticamente varreu as réguas de cálculo do mapa e em pouco tempo colocou essas "maquininhas" nas mãos de verdadeiras multidões. Foi a rápida difusão desses componentes que possibilitou uma drástica redução de seus custos, graças à produção em larga escala. E, assim, ao menos no mercado americano, os microprocessadores são dispositivos eletrônicos relativamente baratos, vantagem que atinge cada novo modelo que é posto à venda, por mais complexo e poderoso que seja.

É repetitivo tentar definir o microprocessador e citar suas possibilida-

des, coisa que já fizemos exaustivamente nesta seção da revista. Nosso objetivo, aqui, é o de apresentar os modelos que existem atualmente à disposição, sem muita conversa que não se refira à própria tabela. Vamos então, antes de esclarecermos alguns pontos da própria tabela, fazer algumas considerações sobre a tendência futura dos microprocessadores, que julgamos um complemento útil da mesma.

Como sabemos, o microprocessador **ainda não é** um computador por inteiro. Em seu interior estão apenas os elementos lógicos para a manipulação de dados e a execução de operações lógicas e aritméticas. Para que o computador fique completo, o microprocessador deve vir acompanhado de memórias, circuitos de entrada/saída, fonte de alimentação, periféricos dos mais variados.

Mas esse aspecto já está mudando. Memórias de todo tipo, *clocks*, circuitos I/O estão sendo incluídos pouco a pouco na própria pastilha do microprocessador. Será cada vez mais difícil distinguir entre um microprocessador (um único componente) e um microcomputador (um sistema), já que novas técnicas de fabricação e integração estão sendo inventadas e desenvolvidas continuamente, o que faz muitos preverem integrados com mais de um milhão de componentes, e dentro de poucos anos. Alguns dispositivos relacionados na tabela já demonstram essa tendência.

A tabela

Muitos dos dados aqui incluídos explicam-se por si sós (modelo e fabricante, n.º de pinos). Um ou outro, apenas, talvez necessite de esclarecimentos suplementares. **Tecnologia empregada**, por exemplo, indica o processo de fabricação empregado na produção de cada componente. Todos os processos já foram abordados aqui no Suplemento BYTE, ao longo des-

Relação de fabricantes

tes quase quatro anos de Nova Eletrônica. Os microprocessadores apresentados se utilizam de praticamente todas as tecnologias de CI: as do tipo MOS (PMOS, NMOS, CMOS, SOS), bipolar (TTL e TTL Schottky) e I²L (que também é um tipo de técnica bipolar). A tabela comprova que a tecnologia mais popular ainda é a NMOS (MOS de canal N), já que oferece relativamente o menor custo, o melhor desempenho e o tamanho ideal.

Disponibilidade de componentes compatíveis nos diz quais os componentes que podem ser adaptados a cada UCP, a fim de se montar microcomputadores mais complexos. Observe que vários integrados já contêm esses dispositivos suplementares dentro de si próprios.

Sistema de protótipo informa se há no comércio um sistema especializado, para cada microprocessador, com a finalidade de desenvolver o *hardware* e o *software* para o microcomputador do qual faz parte.

O **tamanho das palavras**, tanto de dados como de I/O, indica a capacidade de operação do microprocessador, em termos de quantidade de informações. A palavra de dados, naturalmente, estabelece os limites sob os quais as unidades de informação podem ser processadas, enquanto a palavra de I/O indica quantos bits o microprocessador pode receber ou transmitir de uma só vez.

Nº de fases por ciclo nos informa quantos períodos de *clock* são necessários para se completar uma operação básica do microprocessador. Assim, digamos que uma UCP utilize um *clock* de 4 MHz; seu período de *clock*,

então, seria de 250 nanossegundos. Se o microprocessador tomar 2 fases em cada ciclo, nesse caso 500 ns serão precisos para a execução completa de uma operação básica.

O **nº de palavras de instrução diretamente endereçáveis** indica até que dimensão máxima de tarefa não se

utiliza endereçamento indireto, que consiste em se dirigir o computador a um local da memória em que esteja guardado o endereço que deve ser usado para se achar um operando. O endereçamento direto, ao contrário, consiste em se ter acesso à memória com endereços explícitos.

Advanced Micro Devices, Inc. , 901 Thompson Place, Sunnyvale, California 94086
American Microsystems, Inc. , 3800 Homestead Road, Santa Clara, California 95051
Data General , Route 9, Westboro, Massachusetts 01581.
Fairchild Semiconductor Components, divisão MOS , 101 Bernal Road, San Jose, California 95119.
Harris Semiconductor , P.O. Box 883, Melbourne, Florida 32901.
Hughes Microelectronic Products Division , 500 Superior Avenue, Newport Beach, California 92663.
Intel Corporation , Raritan Plaza II, Raritan Center, Edison, New Jersey 08817.
Intersil Incorporated , 10900 North Tantau Avenue, Cupertino, California 95014.
Mikros Systems Corporation , 845 Central Avenue, Albany, New York 12206.
Mostek Corporation , 1215 West Crosby Road, Carrollton, Texas 75000.
Motorola, Integrated Circuits Division , 3501 Ed Bluestein Boulevard, Austin, Texas 78721.
National Semiconductor Corporation , 2900 Semiconductor Drive, Santa Clara, California 95051.
NEC Microcomputers, Inc. , Five Militia Drive, Lexington, Massachusetts 02173.
Pro-log Corporation , 2411 Garden Road, Monterey, California 93940.
Raytheon Semiconductor , 350 Ellis Street, Mountain View, California 94042.
Rockwell International, Electronic Devices Division , 3310 Miraloma Avenue, P.O. Box 3669, Anaheim, California 92803.
Signetics Corporation , 811 East Arques Avenue, P.O. Box 9052, Sunnyvale, California 94086.
Synertek Inc. , 3001 Stender Way, P.O. Box 552, Santa Clara, California 95052.
Texas Instruments Inc. , 301 Central Avenue, Clark, New Jersey 07006.
Zilog , 99 Hillside Avenue, Williston Park, New York, New York 11596.

fabricante e modelo	AM 2901B (4 bits)	AM 2903 (4 bits)	Advanced Micro Devices AM 29203 (4 bits)	Am Z8001 (16 bits)	Am Z8002 (16 bits)
tecnologia empregada	TTL Schottky baixa pot.	TTL Schottky baixa pot.	IMOX-2	NMOS porta Si	NMOS porta Si
nº de pinos	40	48	48	40	40
tensões requeridas (V)	+ 5	+ 5	+ 5	+ 5	+ 5
dissipação da UCP(mW)	900	1200		1500(max)	1500(max)
disponibilidade de componentes compatíveis					
clock	2925	2925	2925	AmZ8127	Am Z8127
interface memória	2960-66	2960-66	2960-66	AmZ8010, Am Z8160-66	AmZ8160-66
memória RAM	séries 27S e 93400	séries 27S e 93400	série 29700	séries 9016,9100	séries 9016,9100
memória ROM	série 27S	série 27S	série 29700	9208,9218/8316E,9232	9208,9218/8316E,9232
memória PROM	série 27S	série 27S	série 29700	2708,2716,2732	2708,2716,2732
interface I/O	2905-08,2950-51 2915-17,2927-28	2905,2950-51 2915-17,2927-28	2905-08,2950-51 2915-18,2927-28	8030/36/38/8251/55	8030/36/38/8251/55
outros componentes compatíveis	série 2900	série 2900	série 2900	8016/52/60/65/68/73	8016/52/60/65/68/73
sistema de protótipo	não	não	não	SYS 8/8	SYS 8/8
tamanho da palavra de dados (bits)	qualquer um, incrementos 4 bits	qualquer um, incrementos 4 bits	qualquer um, incrementos 4 bits	16(varia 1-32 bits)	16(varia 1-32 bits)
freqüência de clock	até 9 MHz	até 6 MHz		até 6 MHz	até 6 MHz
nº de fases p/ ciclo	1	1	1	1	1
nº de instruções	variável	variável	variável	110	110
nº de palavras de instrução diretamente endereçáveis	variável	variável	variável	8 M	64 k
tamanho da palavra de I/O (bits)	variável	variável	variável	8 e 16	8 e 16

fabricante e modelo	F8 (8 bits)	F3870 (8 bits)	Fairchild Semiconductor F3872 (8 bits)	FF3876 (8 bits)	F38E70 (8 bits)
tecnologia empregada	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS
nº de pinos	40	40	40	40	40
tensões requeridas (V)	+5, +12	+5	+5	+5	+5
dissipação da UCP (mW)	500(max)	275	310	285	325
<i>disponibilidade de componentes compatíveis</i>					
clock	no CI	no CI	no CI	no CI	no CI
interface memória	3853(est) 3852(din)	não	não	não	não
memória RAM	64 bytes no CI	64 bytes no CI	128 bytes no CI; 4032 bytes	128 bytes no CI; 1948 bytes	64 bytes no CI
memória ROM	3851/56/57	2k no CI	no CI	no CI	-----
memória PROM	93426/496	não	-----	-----	2k bytes
interface I/O	3861 PIO	32 linhas I/O no CI	32 linhas I/O no CI	32 linhas I/O no CI	32 linhas I/O no CI
outros componentes compatíveis	DMA 3854	-----	-----	-----	-----
sistema de protótipo	formulador F8	formulador F8 emulador F8 F3876 PEP	F3876 PEP	F387X PEP	FORMULADOR F8 emulador F8 F387X PEP
tamanho da palavra de dados (bits)	8	8	8	8	8
frequência de clock	2 MHz	4 MHz	4 MHz	4MHz	4 MHz
nº de fases para ciclo	2	2	2	2	2
nº de instruções	70	70	70	70	70
nº de palavras de instrução diretamente endereçáveis	64 k	2 k	4032	1948	2048
tamanho da palavra de I/O (bits)	8	8	8	8	8

fabricante e modelo	F6800 (8 bits)	F6801 (8 bits)	Fairchild Semiconductor F6802 (8 bits)	F6809 8/16 bits	F9440 (16 bits)
tecnologia empregada	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS	I ² L
nº de pinos	40	40	40	40	40
tensões requeridas (V)	+5	+5	+5	+5	+5
dissipação de UCP (mW)	600		300	1W	750(5V)/180(1V)
<i>disponibilidade de componentes compatíveis</i>					
clock	-----	no CI	no CI	no CI	no CI
interface memória	no CI	no CI	no CI	no CI	9441
memória RAM	6810	no CI	no CI (tb. separado)	separado	RAM est. ou 73481
memória ROM	68316/68308	no CI	separado	separado	ROM estát.
memória PROM	68308/316	separado	separado	separado	separado
interface I/O	6820/21	no CI; ampliável em separado	separado	separado	separado (9442)
outros componentes compatíveis	série 680	família F6800	família F6800	família F6800	-----
sistema de protótipo	MicroLab	MicroLab	MicroLab	MicroLab	Flame-16
tamanho da palavra de dados (bits)	8	8,16	8,16	8,16	16
frequência de clock	2 MHz	4 MHz	4 MHz	1 MHz	12 MHz
nº de fases p/ ciclo	2	4	4	1	1
nº de instruções	72	84	72	59	21
nº de palavras de instruções diretamente endereçáveis	64 k	65 k	65 k	65 k	32 k
tamanho da palavra de I/O (bits)	8	8	3	8	16

fabricante e modelo	2901A (4 bits)	Fairchild Semiconductor 9405A (4 bits)	HM 6100 (12 bits)	Harris Semiconductor HM 6100C (12 bits)	HM6100A (12 bits)
tecnologia empregada	Schottky BP	Schottky BP	CMOS	CMOS	CMOS
nº de pinos	40	24	40	40	40
tensões requeridas (V)	+5	+5	+5	+5	+10
dissipação da UCP (mW)	-----	50	12,5	25	100
<i>disponibilidade de componentes compatíveis</i>					
clock			no CI	no CI	no CI
interface memória			não necessário	não necessário	não necessário
memória RAM			série 6500	série 6500	série 6500
memória ROM			6312(1k x 12)	6312(1k x 2)	6312(1k x 2)
memória PROM			séries 6600,76XX	séries 6600, 76XX	série 6600, 76XX
interface I/O			6101 PIE, 6102 MEDIC,6103 PIO	6101 PIE,6102 MEDIC,6103 PIO	6101 PIE, 6102 MEDIC,6103 PIO
outros componentes compatíveis		9404/06/9048/9407	6402 UART	6402 UART	6402 UART
sistema de protótipo	não	demonstrador Macrologic	DECstation78 PDP-8	DECstation78 PDP-8	DECstation78 PDP-8
tamanho da palavra de dados (bits)	variável	múltiplos de 4	12	12	12
frequência de clock	-----	13,3 MHz	4 MHz	3,3 MHz	8 MHz
nº de fases p/ ciclo	1	1	10	10	10
nº de instruções	8	8	70	70	70
nº de palavras de instrução diretamente endereçáveis			256	256	256
tamanho da palavra de I/O (bits)	variável	variável	12	12	12

fabricante e modelo	(AMI) S2000 (4 bits)	(AMI) S2150 (4 bits)	American Microsystems (AMI) S2220 (4 bits)	(AMI) S2220 (4 bits)	(AMI) S6800 (8 bits)
tecnologia empregada	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS
n° de pinos	40	40	40	40	40
tensões requeridas (V)	+9	+9	+5	+5	+5
dissipação da UCP(mW)	250(tip.)	250(tip.)	300(tip.)	300(tip.)	600
disponibilidade de componentes compatíveis					
clock	no CI	no CI	no CI	no CI	normal
interface memória	no CI(até 8 k x 8)	no CI(até 8 k x 8)	no CI(até 8 k x 8)	no CI(até 8 k x 8)	normal
memória RAM	no CI(256)	no CI(320)	no CI(512)	no CI(512)	S6810(1024)
memória ROM	no CI: 1k x 8	no CI: 1,5 k x 8	2k x 8; no CI	no CI: 2k x 8	S6831(2k x 8)
memória PROM	-----	-----	-----	-----	S6834(512 x 8)
interface I/O	no CI	no CI	no CI	no CI	S6821 PIA(20 I/O)
outros componentes compatíveis	-----	S2152 (conv. D/A)	S2210(CMOS), 2220	S2200,2210	série S6800
sistema de protótipo	SES-2150	SES-2150	SES-2200	SES-2200	ASC-Modulas 1
tamanho da palavra de dados (bits)	4	4	4	4	8
freqüência de clock	900 kHz	1800 kHz	1800 kHz	1800 kHz	1/1, 5/2 MHz
n° de fases p/ ciclo	4	8	8	8	2
n° de instruções	49	49	63	63	72
n° de palavras de instrução diretamente endereçáveis	8 k	8 k	8 k	4 k	64 k
tamanho da palavra de I/O (bits)	8	8	8	8	8

Fabricante e modelo	(AMI) S6808 (8 bits)	(AMI) S6809 (8 bits)	American Microsystems (AMI) S6801 (8 bits)	(AMI) S6802 (8 bits)	(AMI) S6805 (8 bits)
tecnologia empregada	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS
n° de pinos	40	40	40	40	28
tensões requeridas(V)	+5	+5	+5	+5	+5
dissipação da UCP(mW)	600	600	1200	600	350
disponibilidade de componentes compatíveis					
clock	no CI	no CI ou fora	no CI	no CI	no CI
interface memória	normal	no CI	no CI ou fora	normal	no CI
memória RAM	no CI(1024)	S6810-16	no CI ou fora	no CI(1024)	no CI
memória ROM	S6831(2k x 8)	S6830/31 3321/364	no CI ou fora	S6831(2k x 8)	no CI
memória PROM	S6834(1024)	S6834	no CI ou fora	S6834(1024)	fora)
interface I/O	S6821 PIA (20 I/O)	S6821	no CI ou fora	S6821 PIA	no CI
outros componentes compatíveis	série S6800	toda a família 6800	série S6800	série S6800	série S6800
sistema de protótipo	ASC-Modulas 1	ASC-Modulas 1	ASC-Modulas 1	ASC-Modulas 1	AMI-S6805 MI
Tamanho da palavra de dados (bits)	8	8	8	8	8
Freqüência de clock	1 MHz	2 MHz	1 MHz	1/1,5/2 MHz	1 MHz
n° de fases p/ ciclo	1	2	2	2	2
n° de instruções	72	68	72	72	59
n° de palavras de instrução diretamente endereçáveis	64 k	64 k	64 k	64 k	1000 bytes
tamanho da palavra de I/O (bits)	8	8	8	8	8

fabricante e modelo	(AMI)S9900 (16 bits)	American Microsystems (AMI)S9940 (16 bits)	(AMI)S9980/81 (16 bits)	Data General (microNOVA) mN 601 (16 bits)	mN 602 (16 bits)
tecnologia empregada	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS
n° de pinos	64	40	40	40	40
tensões requeridas (V)	-5, +5, +12	+15	-5, +5, +12/ +5, +12	-5, +5, +15	-5, +5, +12
dissipação da UCP(mW)	1200(max)	1200(max)	1400(max)	1000	1000
disponibilidade de componentes compatíveis					
clock	9904	no CI	no CI	separado	separado
interface memória	normal	normal	normal	separado	separado
memória RAM	-----	128 kbytes no CI	-----	separado	separado
memória ROM	-----	2 kbytes no CI	-----	separado	separado
memória PROM	-----	-----	-----	separado	separado
interface I/O	S9901	no CI	S9901	separado	separado
outros componentes compatíveis	acesso S9902	acesso S9902:S9901	acesso S9902	-----	-----
sistema de protótipo	sim	sim	sim	MP/100;MP/200	MP/100,MP/200
tamanho da palavra de dados (bits)	16	16	16	16	16
freqüência de clock	3,3/4,4 MHz	1-5 MHz	10 MHz	8,3 MHz	8,3 MHz
n° de instruções	69	72	69	84	90
n° de fases para ciclo	4	2	4	2	-----
n° de palavras de instrução diretamente endereçáveis	65 k	2 k	16 k	64 k	64 k
tamanho da palavra de I/O (bits)	1 a 16	1 a 16	1 a 16	16	16

fabricante e modelo	HCMP 1802 (8 bits)	Hughes Aircraft HCMP 1802C (8 bits)	3002 (2 bits)	Intel 4004 (4 bits)	Intel 4040 (4 bits)
tecnologia empregada	CMOS	CMOS	Schottky bipolar	PMOS	PMOS
n° de pinos	40	40	28	16	24
tensões requeridas (V)	+4 a +12	+4 a +6,5	+5	+5, -10	+5, -10
dissipação da UCP (mW)	40	18	760	450	600
<i>disponibilidade de componentes compatíveis</i>					
clock	1 fase/no CI	1 fase/no CI	não	normal	normal
interface memória	não necessário	não necessário	normal	normal	normal
memória RAM	32 bytes no CI	32 bytes no CI	normal	normal	normal
memória ROM	512 x 8, 1024 x 8, 2048 x 8; tb. separ.	512 x 8, 1024 x 8, 2048 x 8; tb. separ.	normal	opcional	opcional
memória PROM	não	não	normal	opcional	opcional
interface I/O	8 bits; tb. separ.	8 bits; tb. separ.	normal	opcional	opcional
outros componentes compatíveis	UART CMOS, I/O decodif., excit. linha, multipl/divisão	UART CMOS, I/O decodif., excit. linha, multipl/divisão	unid. 3001 todas RAM e ROM normais	-----	-----
sistema de protótipo	sistema HMDS	sistema HMDS	MDS	Intellec 4 mod. 4	Intellec 4 mod. 40
tamanho da palavra de dados (bits)	8	8	2	4	4
frequência de clock	até 6,4 MHz	até 6,4 MHz	até 7 MHz	740 kHz	740 kHz
n° de fases p/ ciclo	8 p/ ciclo de máquina	8 P/ ciclo de máquina	1	8	8
n° de instruções	91	91	40	46	60
n° de palavras de instrução diretamente endereçáveis	65536	65536	512	4 k	8 k
tamanho da palavra de I/O (bits)	8	8	2	4	4

fabricante e modelo	8008/08-1 (8 bits)	8021 (8 bits)	Intel 8035/35L (8 bits)	8080A (8 bits)	8085A (8 bits)
tecnologia empregada	PMOS	NMOS	NMOS	NMOS	NMOS
n° de pinos	18	28	40	40	40
tensões requeridas (V)	+5, -9	+5	+5	-12, -5, +5	-12, -5, +5
dissipação da UCP (mW)	420	300	325	800	800
<i>disponibilidade de componentes compatíveis</i>					
clock	normal	no CI	NO CI	8224	no CI
interface memória	normal	no CI	no CI	8228/8238	no CI
memória RAM	opcional	no CI(64 x 8)	no CI(64 x 8)	normal Intel	normal Intel
memória ROM	opcional	no CI(1024 x 8)	não	normal Intel	normal Intel
memória PROM	opcional	não	não	normal Intel	normal Intel
interface I/O	opcional	no CI	no CI	8228/8238	no CI
outros componentes compatíveis	interrup. p/ priorid., decod, excitadores	8243 (I/O)	8243 (todos periféricos Intel)	todos periféricos Intel	todos periféricos Intel
sistema de protótipo	Intellec 8/mod. 8	MDS	Intellec MDS	Intellec MDS	Intellec MDS
tamanho da palavra de dados (bits)	8	8	8	8	8
frequência de clock	500/800 kHz	3 MHz	6 MHz	2/2,5/3 MHz	3/5 MHz
n° de fases p/ ciclo	2	-----	5	2	1
n° de instruções	48	60	90	78	82
n° de palavras de instrução diretamente endereçáveis	16 k	1 k	4 k	64 k	64 k
tamanho da palavra de I/O (bits)	8	8	8	8	8

fabricante e modelo	8086-2 (16 bits)	Intel 8087 ----	8088 (8 bits)	8089 (8/16 bits)	Intersil IM6100 (12 bits)
tecnologia empregada	HMOS	HMOS II	HMOS	HMOS	MOS
n° e pinos	40	40	40	40	40
tensões requeridas (V)	+5	+5	+5	+5	+5
dissipação da UCP (mW)	1500	2500	1500	2500	12,5
<i>disponibilidade de componentes compatíveis</i>					
clock	separado (8284)	8086 ou 8088	separado (8284)	separado (8284)	no CI
interface memória	separado	8086 ou 8088	separado	separado	não necessário
memória RAM	normal Intel	8086 ou 8088	normal Intel	normal Intel	separado (1024)
memória ROM	normal Intel	8086 ou 8088	normal Intel	normal Intel	separado (1024)
memória PROM	normal Intel	8086 ou 8088	normal Intel	normal Intel	separado (1024)
interface I/O	separado	8086 ou 8088	separado	separado	separado
outros componentes compatíveis	todos coproces. e perif. Intel	todos perif. e memórias Intel	todos coproces. e perif. Intel	todos perif. e UCPs Intel	UART CMOS IM6402/6103
sistema de protótipo	IntellecMDS	IntellecMDS	IntellecMDS	IntellecMDS	Intercept Jr.
tamanho da palavra de dados (bits)	8-16	16,32,64,80	8-16	8-16	12
frequência de clock	5 MHz	5 MHz	5 MHz	5 MHz	2,5/3,3/5,7 MHz
n° de fases p/ ciclo	1	1	1	1	10
n° de instruções	134	58	134	45	70
n° de palavras de instrução diretamente endereçáveis	1 megabyte	1 megabyte	1 megabyte	1 megabyte	32 k(c/ mem. ampliada)
tamanho da palavra de I/O (bits)	8,16	-----	8	8,16	12

(conclui no próximo numero)

O MICROCOMPUTADOR, AO NOSSO ALCANCE

BVM, depto de Aplicações

O computador caseiro, (*home computer*) veio para abrir de vez o mercado para os hobistas eletrônicos, que já se agitam para desenvolver novas aplicações usando micro-processadores. Alguns chegaram mesmo a formar clubes de troca de idéias, com o qual conseguem eliminar certas dificuldades principalmente de custo de equipamentos e *software* de desenvolvimento, sempre importado e caro.

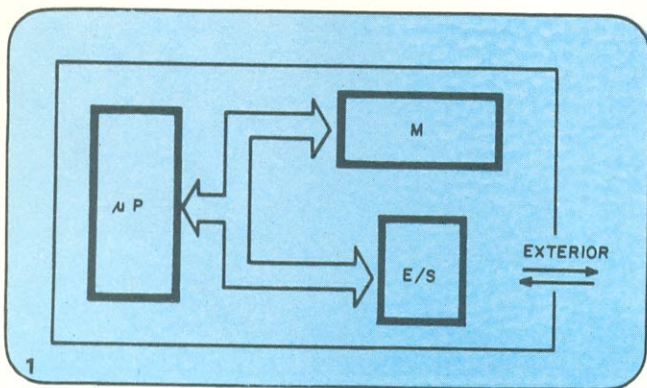
A gama de aplicações de um microcomputador dentro de casa é enorme, porém, a menos que você tenha recursos de eletrônica, tenha vivência de programação e já tenha visto um sistema funcionando, dificilmente imaginará o que fazer se tiver um em casa.

Tentaremos neste artigo visualizar para o interessado (mas pouco informado) aonde realmente pode-se aplicar um sistema desses.

O Microcomputador

Este deve ser encarado como um "escravo" bastante estúpido. Nada aprende por si só e nada faz a menos que você ordene. Porém, uma vez ensinado, faz o serviço com rapidez e precisão, e o mais importante: jamais se cansa. Isso não deve ser encarado como uma limitação, mas como uma garantia de trabalho bem executado: se você desenvolver um programa excelente, o serviço que ele executará será excelente. O real desempenho do sistema está associado ao usuário, e não à máquina.

Vejam a figura 1: O microcomputador (μC) é constituído por 3 blocos distintos:



a) microprocessador (μP): é a alma do sistema, é quem governa todas as funções do μC . Trabalha com uma linguagem própria e rápida demais para o entendimento humano. Também não faz duas operações ao mesmo tempo nem tem lugar para armazenar qualquer informação sem diminuir sua capacidade.

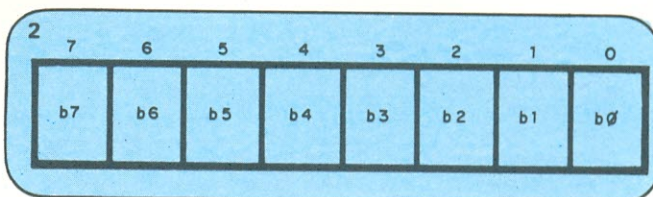
b) Memória (M): é onde se localiza o campo de armazenamento do computador. Guarda informações temporárias, programas fixos, programas alteráveis, ou qualquer outro dado que possa ter uso no futuro.

c) Unidade de Entrada/Saída (E/S): é a interface entre a máquina e o exterior. Traduz em ambas as direções os comunicados de parte a parte.

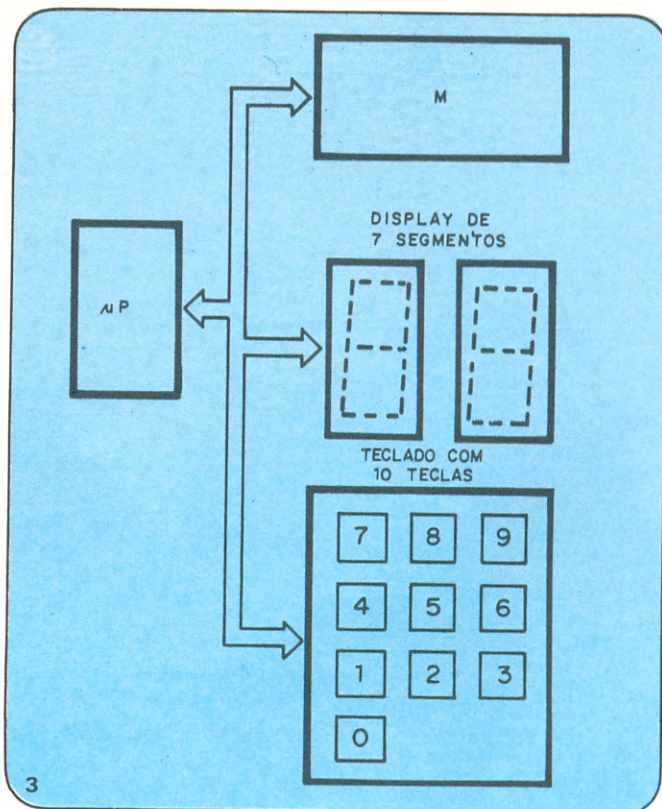
Bem, foi descrita a estrutura de qualquer computador. Simples não? Qualquer outro bloco que por ventura você ache falta, pode ser colocado no exterior.

FUNCIONAMENTO

As operações que ele executa internamente são deslocamentos, adições, rotações, etc. de um determinado tipo de palavra, o *byte*. Na maioria dos microcomputadores o *byte* (fig. 2) é composto de 8 bits. Cada bit admite 2 esta-



dos. Por exemplo: 10110001 é a representação de oito pontos dentro do microprocessador que estão respectivamente a +5, 0, +5, +5, 0, 0, 0 e +5 Volts. É uma analogia para o estado elétrico interno. Examine a fig. 3: é um computador com 10 teclas e um *display* de 2 dígitos como unidade de E/S, memória e o μP . Façamos um programa:



endereço	instrução	comentário
1	LT	: leia a primeira tecla a ser apertada.
2	D 50,P	: guarde na memória, ou seja, desloque do μP (P) para a posição 50 da memória.
3	LT	: Leia a próxima tecla a ser apertada.
4	S 50	: Some o que foi lido na instrução anterior ao que existe na posição 50 da memória.
5	E,DIS	: escreva o resultado no <i>display</i>
6	J1	: vá para o endereço 1 e execute a instrução que lá estiver.

Veja bem, esse pequeno exemplo define a estrutura de um computador. Esses endereços (1 a 6) são posições da memória. O μP vai ao primeiro endereço (endereço 1) e executa o que lá estiver. Depois vai ao endereço 2 e assim por diante. As instruções LT, D50, P, etc. são *bytes* com diferentes configurações de bits. Para cada um deles, o μP toma uma decisão de acordo. Esses *bytes* tem que ter sido colocados na memória anteriormente. Para isso é necessária outra técnica, em que essa programação é gravada em caráter permanente, e em geral na fábrica.

PERIFÉRICOS

No exemplo anterior, digamos que além do *display* quiséssemos imprimir os resultados em papel. Para tal seriam necessários 3 coisas:

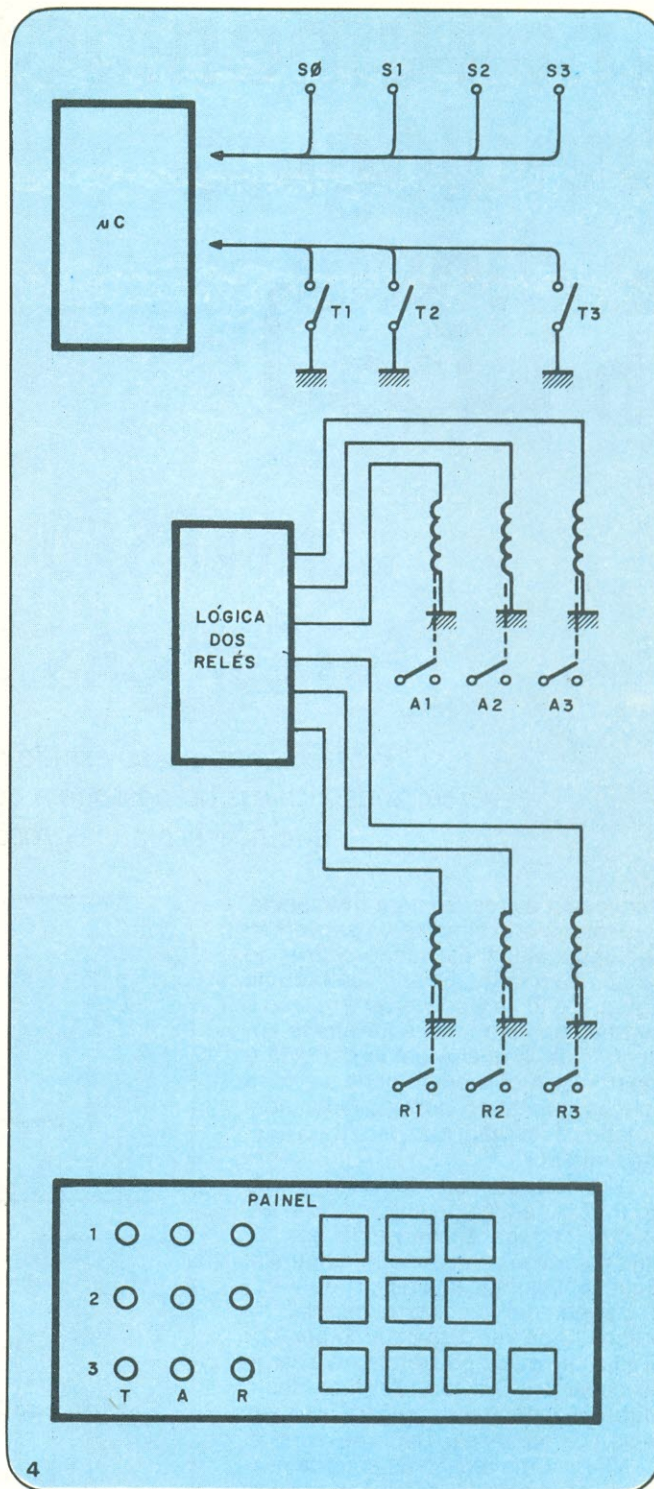
- 1) Ter uma impressora
- 2) Existir uma instrução que execute a função "imprimir"
- 3) Ter um lugar no microcomputador para adaptar a impressora

Logo, qualquer ampliação exige alterações tanto na eletrônica, quanto na programação do sistema. Não é difícil imaginar que periféricos podem ser impressoras, fitas magnéticas, sensores de temperatura, relés, etc. A partir daí é que realmente podemos pensar em introduzir os microcomputadores dentro de casa. Vejamos uma aplicação:

CONTROLE DE TEMPERATURA AMBIENTE

Conforme a figura 4, temos 3 salas com uma janela cada. Colocamos em cada sala um sensor de temperatura (S), um aquecedor (A), um resfriador (R) e um sensor de janela aberta (T). Do lado de fora colocamos também um sensor de temperatura. O computador é composto por *interfaces* para os sensores, aquecedores e resfriadores e um painel. Enumeremos o que podemos fazer:

- 1) Aumentar ou diminuir a temperatura de cada sala independentemente.
- 2) Verificar se há uma janela aberta, e se for o caso desligar o controle daquela sala.
- 3) Estabelecer que a sala não fique a uma temperatura muito diferente da externa. Evita-se problemas com choque térmico.
- 4) Estabelecer que uma sala possua temperatura rigorosamente constante, independente das outras. Podemos trocar a sala a ter essa temperatura constante.
- 5) Programar de modo tal que à noite essas salas não sejam controladas para economizar energia, e duas horas antes de começar o dia elas voltem a ser controladas. Também podemos programar que não funcionem aos domingos e feriados.
- 6) Fazer soar alarmes sob certas condições como janelas abertas, temperatura externa muito alta, aquecedores ou resfriadores demorando muito para estabilizar.



- 7) Solicitar ao μC quanto tempo levará para estabilizar ao se mudar a temperatura de uma sala.
- 8) Solicitar quanto está custando esse controle em termos de gasto de energia.
- 9) Verificar se a temperatura interna vai ou não atingir a desejada.
- 10) etc.

O etc. é determinado pela sua necessidade.

No próximo mês, desenvolveremos o sistema acima, utilizando o FAST 1 e poucos periféricos. Esse desenvolvimento compreenderá *hardware* e *software* e permitirá a você instalá-lo em sua própria casa.

CONVERSÃO TENSÃO/FREQÜÊNCIA E TÉCNICAS DE NÃO INTEGRAÇÃO

Prosseguindo nosso estudo da conversão analógica-digital, veremos as técnicas de passagem de tensão para freqüência e os métodos que não usam integração para a conversão A/D.

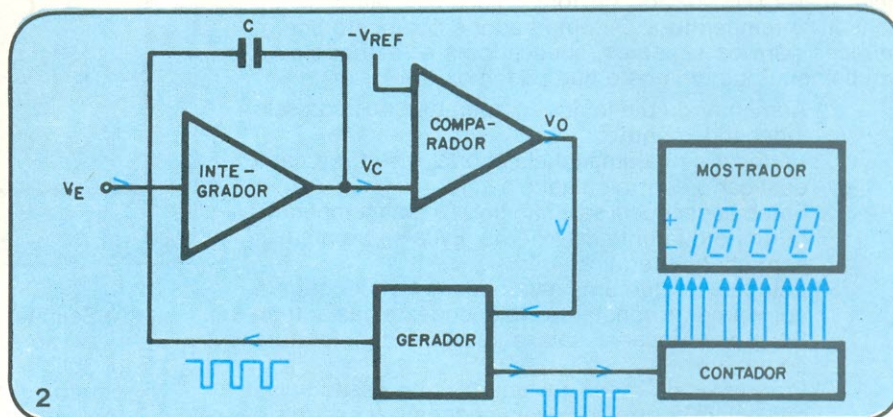
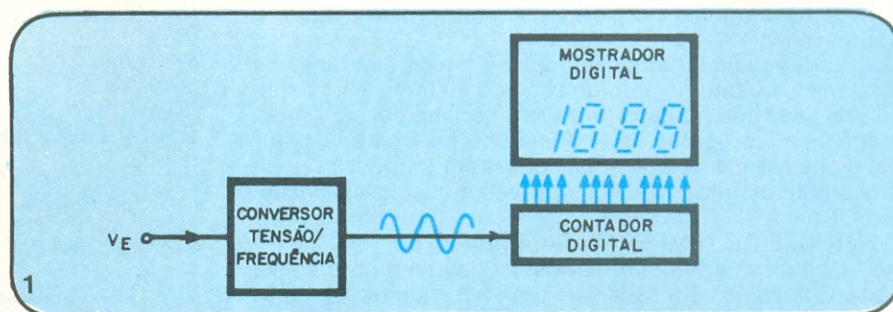
Conversão de tensão para freqüência

Um método simples de conversão analógica digital passando o sinal de tensão para freqüência, é ilustrado na figura 1. A idéia é converter a tensão a ser medida num sinal equivalente em freqüência, a qual é então contada e mostrada. A conversão pode ser feita apenas excitando um oscilador controlado por tensão; mas, isto trará muitas limitações.

Um método mais elaborado é o da figura 2. A tensão de entrada faz o capacitor carregar-se de modo que V_C seja negativa, como mostra a figura 3. Quando V_C atinge o potencial de $-V_{ref}$ o comparador dispara o gerador de pulsos. Uma vez disparado, o gerador produz um pulso que retornará a carga do capacitor C a zero. Ao final deste pulso, o capacitor começará uma vez mais a carregar-se e o ciclo se repetirá.

Com uma tensão de entrada relativamente baixa, V_C tomará mais tempo para carregar-se até V_{ref} , como indicam as linhas pretas na figura 3, resultando numa freqüência de repetição de pulsos relativamente baixa. Se a tensão aumentar, como é o caso das linhas azuis da figura 3, V_C alcançará V_{ref} em menos tempo, produzindo um sinal com freqüência de repetição dos pulsos (FRP) maior. Assim, a freqüência é representativa da tensão de entrada.

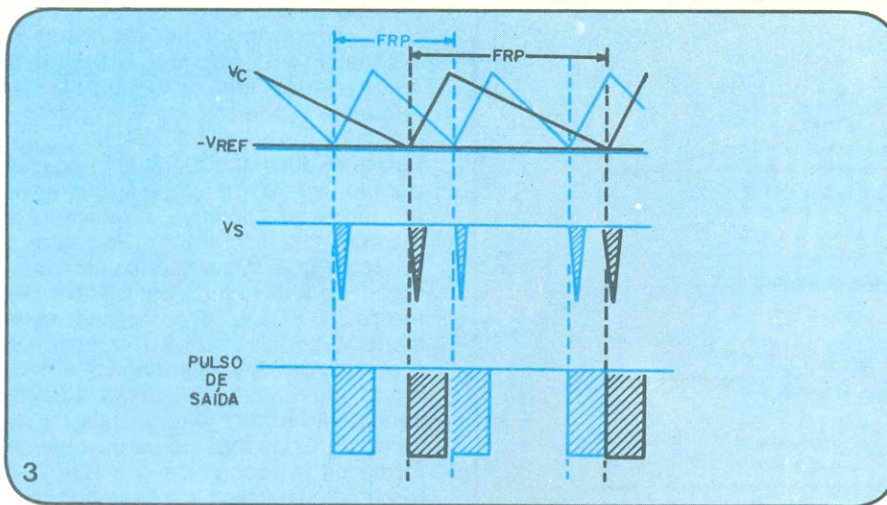
Cada pulso gerado é enviado a um contador. O resultado então é apresen-



tado num mostrador (*display*) digital.

Uma característica interessante da técnica de tensão para freqüência é que o modo de resolução e o ritmo de leitura estão relacionados. Suponha que a freqüência máxima possível pa-

ra o gerador de pulsos seja 100 kHz. Um ritmo de 100 kHz possibilita 100000 contagens por segundo. Portanto, se fizermos a porta contadora de freqüência ficar aberta durante um segundo, ou seja, fazer uma medição



por segundo, teremos a capacidade de 5 dígitos de resolução. Mas, se desejarmos um ritmo de leitura mais rápido, digamos 10 por segundo, o tempo de abertura da porta deverá ser de apenas 0,1 segundo. Em 0,1 segundo, o contador pode receber 10000 pulsos, uma resolução de quatro dígitos. Observe que, se estivermos dispostos a aceitar uma resolução de 3 dígitos, será possível um ritmo de 100 medições por segundo.

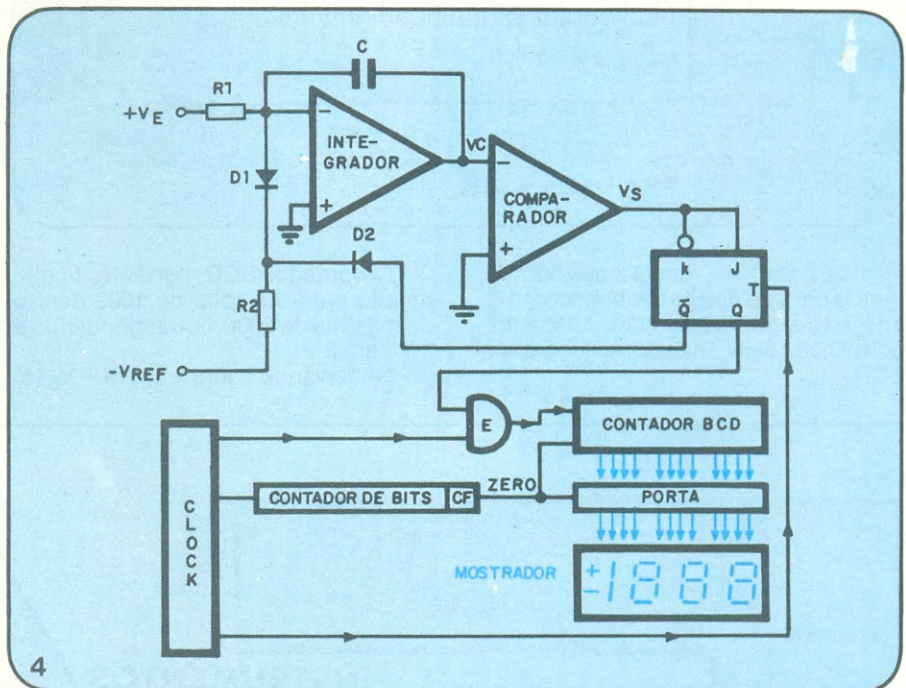
Carga balanceada

Um outro modo de conversão analógica digital, que também usa a passagem de tensão para frequência, é o método da carga balanceada. Ele é assim nomeado porque uma carga colocada em C (figura 4) por V_E , é balanceada por V_{ref} .

Para nossa explicação, tomaremos um medidor de $3\frac{1}{2}$ dígitos, que, como você viu anteriormente, é capaz de mostrar uma contagem até 1999. Assim, para fazer uso completo do mostrador, o ciclo de conversão deverá ter a duração de 2000 pulsos.

Para manter os números simples e fáceis de manipular, assumiremos que o processador de sinal converteu o sinal de entrada para uma faixa de 0 V a +2 V e que R1 tem um valor de 2 k Ω . V_{ref} é -2 V e R2 é também 2 k Ω . Imagine que o flip-flop JK está em *reset* (saída Q em 0); isto é, Q está baixa e \bar{Q} está alta. O nível alto em \bar{Q} é ligeiramente menor que 5 V. A ação do divisor de tensão entre $-V_{ref}$ e \bar{Q} causará um potencial de aproximadamente +3,5 V a ser alimentado às junções de D1 e D2 e a R2. Este potencial, que é sempre mais positivo que V_E , polarizará inversamente D1 e permitirá apenas a V_E entrar no integrador.

Ao mesmo tempo que isto ocorre, o nível zero da saída Q do flip-flop inibirá a porta E, evitando que quaisquer pulsos atinjam o contador BCD. Evidentemente, o contador de bits continuará a contar até atingir o limite, no



caso 2000. Nesse instante, o conteúdo do contador BCD será passado para o mostrador digital e ambos, o contador de bits e o contador BCD, serão zerados para iniciar outro ciclo de conversão. Este é um sistema de circulação independente, de modo que o contador de bits deverá contar até 2000, zerar, contar, zerar, etc., continuamente, enquanto for aplicada alimentação.

Suponhamos que no início do ciclo de conversão há alguma carga sobre C, o que implicará em V_C ser positiva e V_S ser baixa. V_0 deverá estar baixa para que o flip-flop JK esteja na condição *reset*.

Para a primeira medição, suponhamos que V_E seja o menor valor que pode ser medido. Neste caso, 1 mV. Com 1 mV em V_E e R1 igual a 2 k Ω , a corrente de carga aplicada a C será 0,5 μ A. A pequena quantidade de corrente fará V_C ir muito lentamente na direção ne-

gativa (figura 5). Quando V_C cruzar o limiar do comparador, V_S irá para 1. O limiar do comparador é determinado pelo potencial aplicado à entrada não inversora do mesmo. Neste caso, ele é terra ou 0 V. Isto impõe um nível alto em J e um 0 em K do flip-flop. No próximo pulso de *clock* aplicado a T, o flip-flop mudará de estado. Q irá para 1 e \bar{Q} para 0.

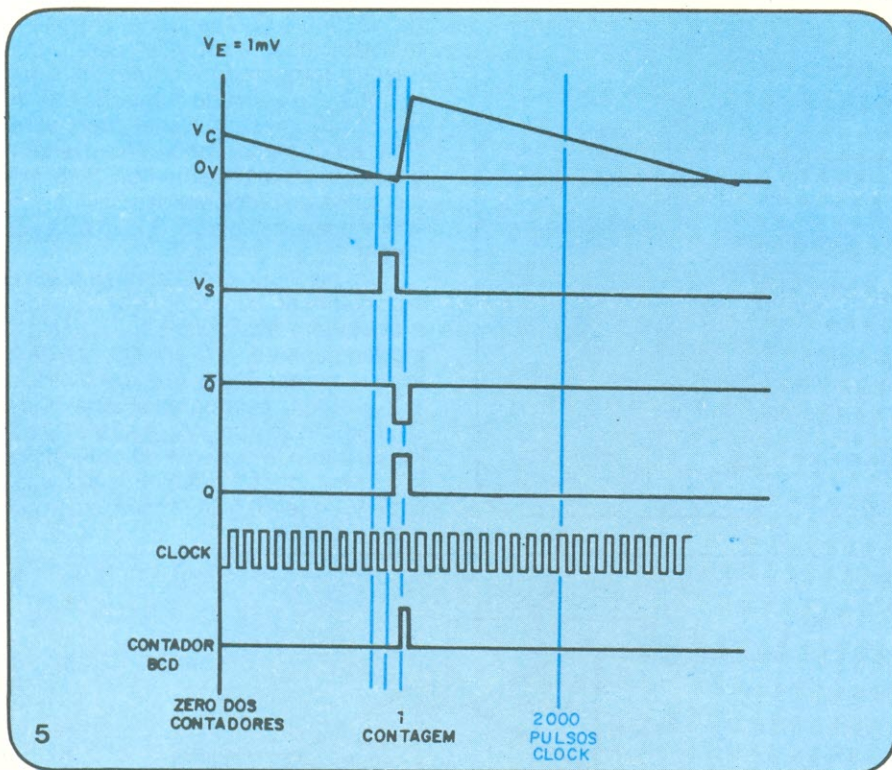
Um nível alto em Q abrirá a porta E e permitirá ao contador BCD começar a contagem dos pulsos de *clock*. Simultaneamente, o 0 em \bar{Q} polarizará inversamente D2, o que permitirá a $-V_{ref}$ atingir o integrador através de D1. Lembre-se que $-V_{ref}$ é -2 V e R2 é 2 k Ω ; portanto, a corrente disponível para o integrador é 1 mA menos a corrente de V_E , que é 0,5 μ A. Assim, a corren-

te que leva V_C na direção positiva é 1 mA - 0,5 μ A ou 0,9995 mA. Com esta corrente, V_C carregará-se muito rapidamente ao valor máximo positivo.

Tão logo V_C passa pelo limiar, o que acontece quase imediatamente, V_S vai para 0. O flip-flop JK mudará para *reset* no próximo pulso de *clock*, fechando a porta E e paralisando o contador BCD.

Desse modo, o contador BCD é liberado para uma contagem de 1 dentro de 2000, o que é correto para 1 mV em 2 V.

Se V_E aumentar para 1 V, a corrente por R1 subirá para 0,5 mA. Esta corrente fará C carregar-se muito mais depressa, como mostra a figura 6. A corrente possibilitada por $-V_{ref}$, que é $I_{ref} - I_E$, ou 1 mA - 0,5 mA, é igual à corrente de entrada. Assim, a rampa de direção positiva de V_C é também igual à rampa de direção negativa. Portanto,



V_S ficará em 1 o mesmo período de tempo em que fica baixa, bem como Q e \bar{Q} . Isto significa que um pulso sim, outro não, será enviado ao contador BCD.

O contador BCD, portanto, fica liberado para um total de 1000 dentro do máximo de 2000, correspondendo a 1 V para 2 V.

Observando agora a figura 7, V_E foi

elevado para 1,999 V, o máximo que pode ser convertido por este circuito. A situação aqui é oposta à da figura 5. A corrente de carga de V_E é 0,9995 mA, enquanto a corrente de V_{ref} pode ser apenas 1 mA – 0,9995 mA ou 0,5 μ A. Isto quer dizer que V_C estará negativa por um período de tempo muito maior do que estará positiva. A relação é a mesma para a corrente. Portanto, o contador BCD ficará aberto para a contagem de 1999 pulsos, dentro do máximo de 2000. Se V_E for aumentada mais ainda, V_C jamais cruzará o limiar de 0 V, e o contador BCD permanecerá contando indefinidamente. Isso acontecendo, não haverá jeito de saber o valor de V_E . Conseqüentemente, alguma forma de indicação de sobrecarga é fornecida para alertar o operador.

A precisão da técnica de carga balanceada, depende principalmente de estabilidade de V_{ref} e da precisão de R_1 e R_2 . Com um *clock* de 10 kHz, cada leitura leva aproximadamente 0,2 segundo para um ritmo de 5 leituras por segundo. O ritmo de leitura pode ser incrementado pela utilização de uma frequência de *clock* mais elevada.

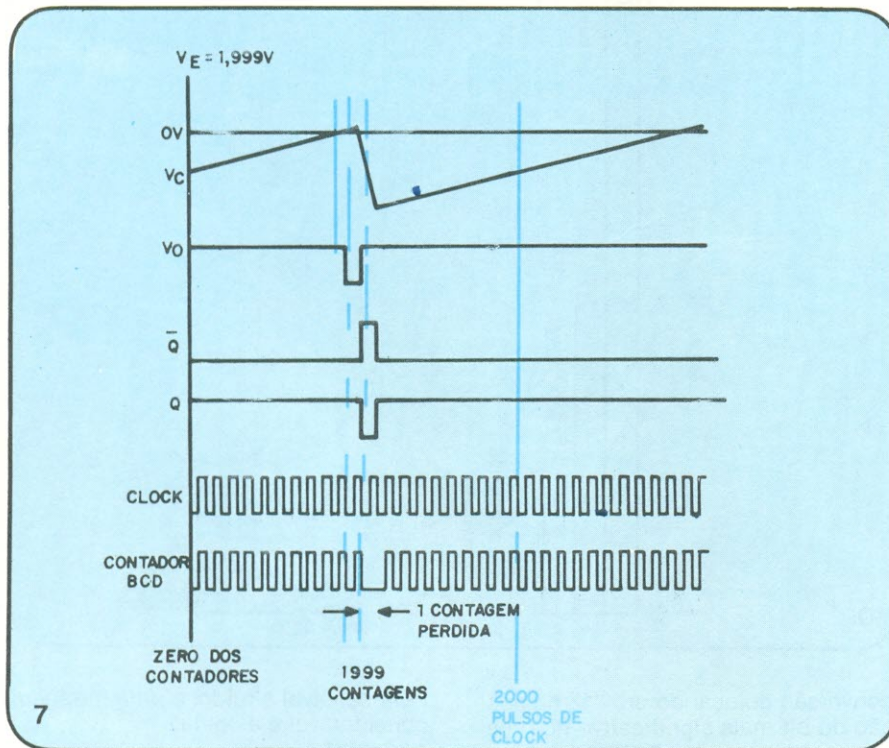
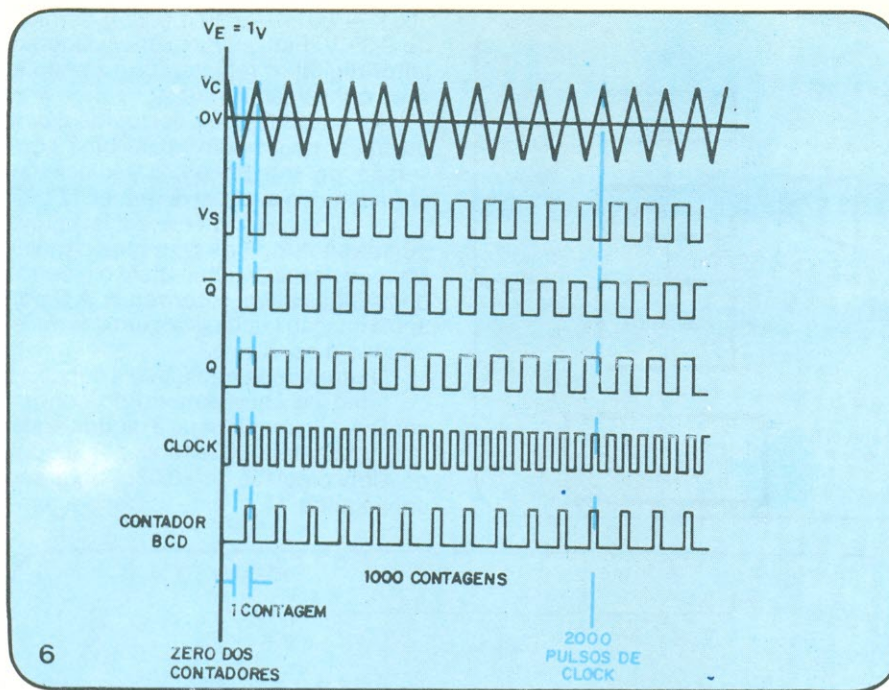
Todas as técnicas de conversão A/D que vimos até aqui foram técnicas de integração, que têm a vantagem da simplicidade da redução dos efeitos de ruído da rede. Sua maior desvantagem está no ritmo de leitura, que atinge um máximo prático de aproximada-

**INSTRUMENTOS
ELETRÔNICOS
E COMPONENTES
SEMICONDUCTORES
EM GERAL**

ELETRÔNICA ARACAJÚ LTDA

Rua São Cristóvão, 346
Fone: 222-4126
Rua Laranjeiras, 304/308
Fone: 222-0887

ARACAJÚ — SE



mente 60 por segundo.

Técnicas de não-integração

Com as técnicas de integração, a tensão desconhecida pode ser usada para carregar um capacitor. A conversão para digital é feita pela contagem do número de pulsos necessários para carregar ou descarregar o capacitor. Na técnica de não-integração, o capacitor é colocado de lado e a conversão é feita de modo mais direto.

Eliminando o ciclo de integração,

o processo de conversão pode ser acelerado; entretanto, a rejeição de ruído inerente é perdida. Talvez, a mais simples das técnicas de não-integração seja a de rampa linear. Usaremos esta técnica para uma introdução às técnicas de não-integração.

Conversão de rampa linear

Um diagrama de blocos do método de rampa linear é apresentado na figura 8. Um gerador de rampa produz uma oscilação do máximo positivo para o máximo negativo, como na figura 9. A

saída do gerador de rampa alimenta dois comparadores onde ela é comparada com V_E e com o nível de terra. Quando a tensão da rampa for mais positiva que V_E , a saída do comparador 1 será baixa e enquanto a rampa for mais positiva que a terra, a saída do comparador 2 será negativa. Portanto, no início da varredura, as saídas de ambos os comparadores estarão baixas, inibindo as duas portas E e mantendo as entradas da porta OU baixas.

Suponha que V_E é igual a +5 volts. A rampa começa sua varredura partindo de +15 volts na direção negativa. Quando a rampa passa por +5 V, a saída do comparador 1 fica positiva. A saída do comparador 2 ainda está baixa; assim, a saída da porta E 1 vai para nível alto. Esta saída é aplicada à porta do oscilador e o contador inicia a contagem. Enquanto houver nível alto na porta do oscilador, a contagem continuará.

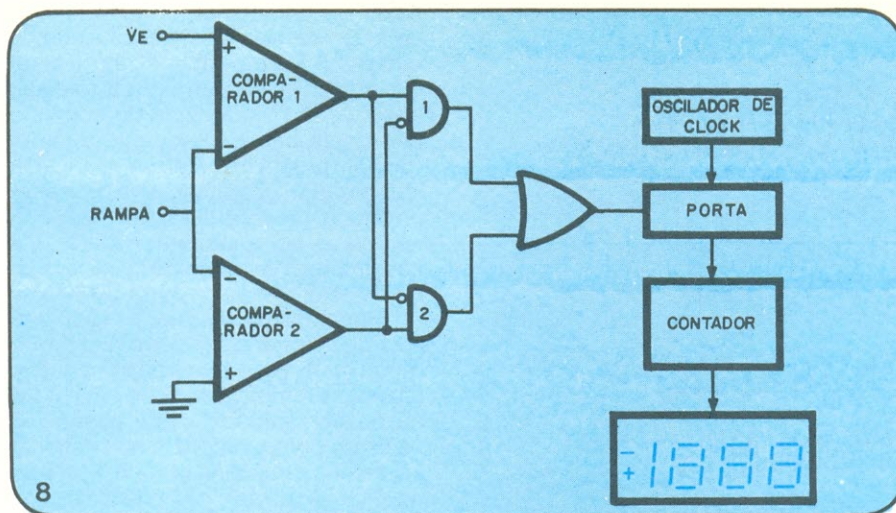
Quando a rampa passar pelo zero, a saída do comparador 2 se tornará positiva. Este nível positivo fará a saída da porta E 2 ir para 0. Enquanto a saída do comparador 1 estiver positiva, a porta E 2 continuará com a saída baixa. A porta do oscilador ficará assim fechada, bloqueando a contagem. Portanto, temos a contagem de um número de pulsos proporcional ao tempo da rampa entre +5 V e terra. O tempo de T_1 e T_2 é o tempo correto da contagem.

Se a tensão de entrada for negativa, o comparador 2 irá primeiro para nível 1, iniciando a contagem e o comparador 1 interromperá o ciclo quando a tensão da rampa igualar a entrada negativa. Uma indicação de autopolaridade pode ser facilmente incluída detectando-se qual dos comparadores vai para nível 1 primeiro.

A maior desvantagem do método de conversão de rampa linear é sua suscetibilidade a ruído. Um ruído na entrada pode causar uma abertura prematura da porta de contagem, como nos indica a figura 9. Para se conseguir uma precisão aceitável com este conversor, uma grande filtragem da entrada é necessária.

Aproximação sucessiva

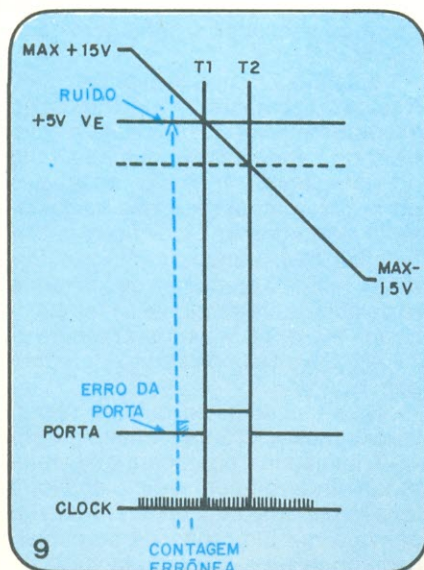
A técnica de aproximação sucessiva gera quatro tensões de referência para cada dígito. As tensões são geradas numa sequência decimal codificada em binário. Como fazer este trabalho num medidor de $3\frac{1}{2}$ dígitos com uma faixa de 10 volts? As tensões de referência são amostradas numa sequência de 8, 4, 2, 1 para o dígito mais significativo, aumentado por um fator de 10 e amostrado 0,8 — 0,4 — 0,2 — 0,1 —, depois para o próximo dígito, etc., até que cada dígito seja determinado. No início, será amostrado 8 volts. Se este valor for maior que a tensão sob medida na entrada, ele será di-



1001 — 0011 — 0101, para a entrada de 9,35 V. Este número é enviado ao leitor digital; o registrador é zerado e nova conversão se inicia.

Ao invés de 2000 pulsos de *clock* ou mais, necessários para uma conversão de integração, a técnica de aproximação sucessiva requer 12 pulsos de *clock*. Realmente, mais alguns pulsos são exigidos para zerar o registrador e passar a leitura para o mostrador. Ainda assim, o conversor A/D por aproximação sucessiva é um dos mais rápidos disponíveis.

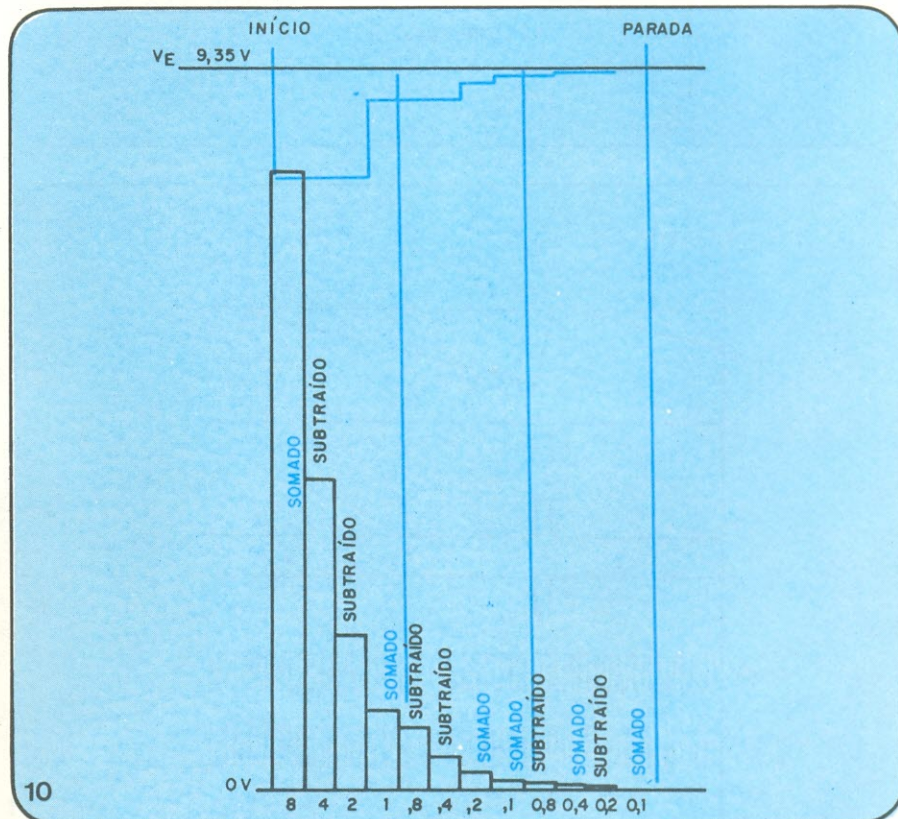
O ritmo de leitura é fixo e depende do ritmo de chaveamento do conversor D/A. Um medidor de 3 dígitos pode fazer mais de 1200 leituras por segundo. Uma precisão de $\pm 0,02\%$ pode ser conseguida. Mas, este método é tam-



minuído. Entretanto, se for menor que V_E , como mostra a figura 10, a tensão será mantida ou somada ao nível de referência. A seguir, é tentado 4 volts. Se os 4 V fizerem a referência exceder a entrada, a tensão será reduzida e a referência permanecerá no nível anterior, como indica a figura 10. Dois volts também são excessivos, de modo que a tensão é diminuída. Porém, 1 volt é retido, o que eleva a referência para 9 V. Cada segmento será mostrado, por sua vez, e somado ou diminuído até que a referência final iguale V_E o máximo possível.

A figura 11 é um diagrama de blocos simplificado de um conversor A/D por aproximação sucessiva. Ele permite a sequência de amostragem descrita no parágrafo anterior. A tensão a ser medida é aplicada à entrada inversora do comparador, onde é comparada com uma tensão realimentada (V_R) do conversor digital para analógico (D/A). Enquanto V_E exceder V_R , a saída do comparador permanecerá alta.

O circuito de controle começa a



conversão colocando um "1" na posição do bit mais significativo do registrador de retenção. Todos os outros bits estão em 0. Assim, o número do contador BCD enviado ao conversor D/A é 8,00. Se V_E for 9,35 V, como no exemplo prévio, V_R será menor que V_E , a saída do comparador ficará alta e o "1" será mantido no registrador. O conteúdo do registrador agora é 1000 — 0000 — 0000 — 0000.

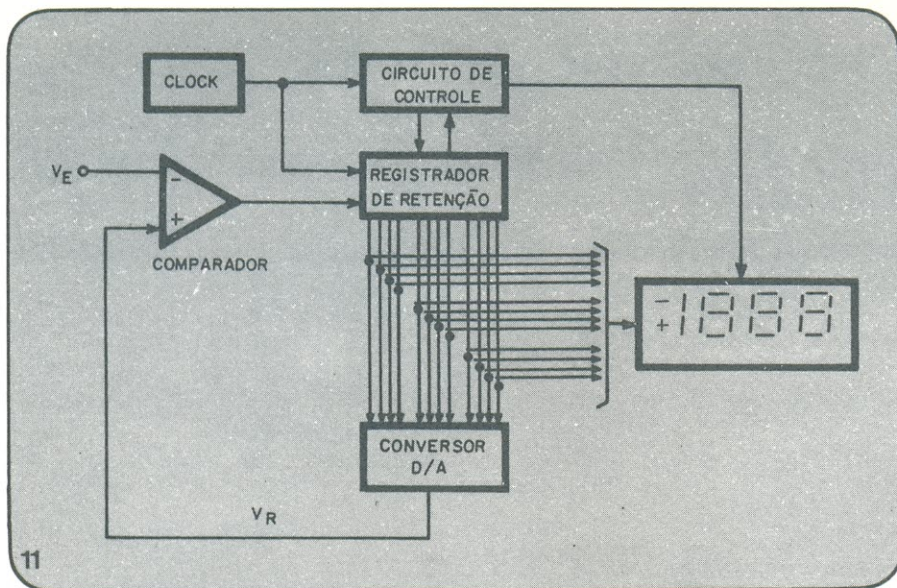
O circuito de controle prossegue com todas as combinações possíveis de bits, retendo ou subtraindo cada bit em função da saída do comparador. Quando a sequência de conversão se completar, o registrador irá conter

bém sensível a ruído, e uma filtragem considerável é exigida.

Conclusão

Vimos alguns dos mais comuns meios de conversão analógica para digital. Há muitas outras maneiras que não mencionamos. Como também há muitas variações destas técnicas em diversos medidores. Mas todos usam um dos dois métodos básicos: integração ou não-integração.

As técnicas de integração têm a vantagem inerente da rejeição de ruído, mas são bem mais lentas. Por outro lado, as técnicas de não-integração são rápidas, mas requerem uma ponderável filtragem da entrada, que re-



duz a velocidade. Não há uma supremacia clara para uma ou outra categoria na precisão ou na resolução. Isto depende mais do projeto individual do medidor.

Teste de revisão

1 — O método que converte a tensão de entrada numa frequência que pode ser contada e mostrada é o método de _____.

2 — A precisão do método de con-

versão de tensão para frequência é limitada pela precisão do _____.

3 — No conversor de tensão para frequência, quando o ritmo de leitura aumenta, a resolução _____.

4 — Um método de conversão similar ao de tensão para frequências, mas com maior precisão, é o método de _____.

5 — A precisão desse método depende principalmente da estabilidade

da _____.
6 — Todos os conversores A/D anteriores usam a técnica de integração. A maior vantagem desta técnica é uma redução dos efeitos de _____.

7 — As técnicas de não-integração, por outro lado, oferecem uma _____ vantajosa.

8 — Mas, requerem uma _____ para superar o ruído.

9 — O método de rampa linear de conversão A/D é um exemplo da técnica de _____.

10 — Uma outra técnica de não-integração é a aproximação sucessiva. Esta técnica gera _____ tensões de referência para cada dígito.

11 — As tensões são geradas numa sequência _____ codificada em _____.

1. tensão para frequência
2. gerador de pulsos
3. dimínui
4. carga balanceada
5. tensão de referência
6. ruído da linha
7. velocidade
8. filtragem
9. não-integração
10. quatro
11. decimal/binário

Respostas

ESTAÇÃO DE SOLDA RPX 9952-C E RPX 9954-LM

Com temperatura regulável — com valor de corrente de fuga menos que 0,75 mA, sem picos na ponta.

Com ferro de soldar de 24 V, 40 W, cabo de silicone e com luva térmica.

Ferros de soldar especiais com cabo de silicone e com luva térmica para 12, 24, 48, 110 e 220 V, 40 Watts.

Circuitos impressos

Kits para fabricação própria. Ensinamos toda sexta-feira o processo. Protótipos faremos na hora.

Temos todo material para pequena ou média produção.

Conversores de 12 Vcc a 110 V CA 160 Watts.

Fabricamos sob encomenda qualquer conversor CA-CC.

Garantida 6 meses contra qualquer defeito de fabricação.

Assistência técnica em 24 horas.

Peças de reposição.



NOSSOS MATERIAIS PODEM SER ADQUIRIDOS DIRETAMENTE DA FÁBRICA OU DOS NOSSOS REVENDADORES.



ROMIMPEX S.A. Rua Anhaia, 164/166 - CEP 01130 - São Paulo - S.P. - Brasil
Fones: (011) 220-8975 - 220-1037

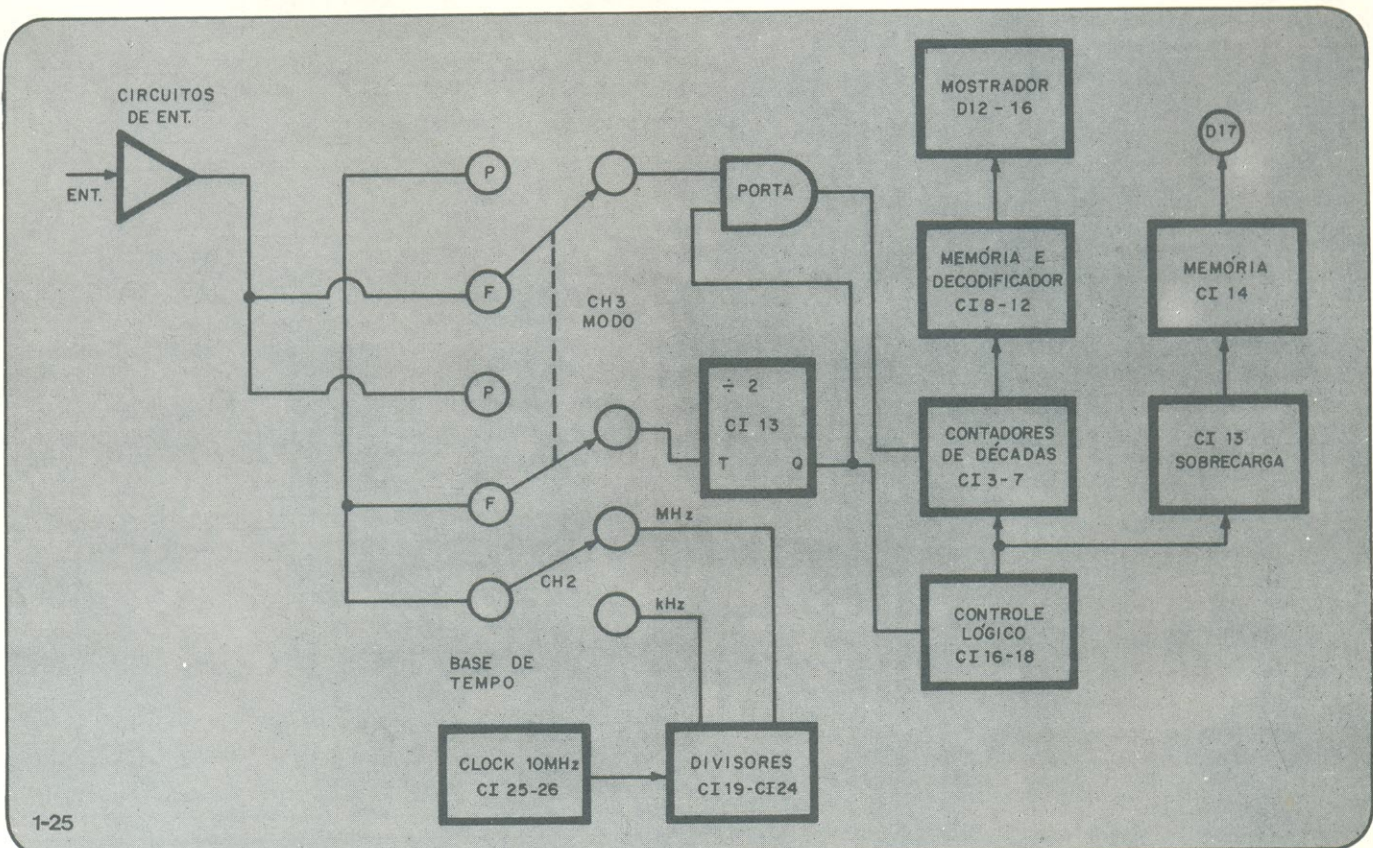
PRÁTICA EM TÉCNICAS DIGITAIS

Um típico contador digital

25.^a lição

O melhor meio de aprender o funcionamento de um equipamento, é analisar uma unidade típica de sua categoria. Nesta lição, você nos acompanhará numa incursão por dentro de um contador digital, o freqüencímetro NE3052.

Esse instrumento, apresentado em *kit* na edição 19 da NOVA ELETRÔNICA, permite a realização de medições na faixa de 5 Hz a 40 MHz, em duas escalas (kHz e MHz), com uma sensibilidade de entrada de 30 mV RMS. Inclui três modos de operação: freqüência, período e totalizado. Outra característica do NE 3052 é a indicação de sobrecarga na leitura (*over-range*). Será, portanto, um bom exemplo para você entender o freqüencímetro digital.



Funcionamento geral do freqüencímetro

A base para nossa análise geral será o diagrama de blocos da figura 1-25. O sinal a ser medido é aplicado ao bloco dos circuitos de entrada, que consiste de um atenuador, um conversor de impedância e um *Schmitt trigger*. Aí, o sinal é "quadrado" e vai então para a porta, onde também chegam os pulsos vindos da base de tempo e do divisor C113. No intervalo de tempo em que o pulso do divisor C113 está presente, a porta está aberta e a freqüência de entrada passa para ser contada pelos contadores de décadas (C113 a C117). Ao final do pulso, a porta é fechada e o valor registrado nos contadores é transferido para a memória e os decodificadores por meio de um pulso de transferência. Nesse instante, os segmentos apropriados do mostrador (*display*) se acendem e indicam o total contabilizado.

Para realização de nova contagem, um pulso de apagamento (*reset*) deve zerar os contadores de décadas, de modo que eles fiquem prontos para a

próxima vez que a porta for aberta. A duração do pulso que comanda a abertura da porta é determinada pela posição da chave base de tempo (CH2). A duração do pulso é de um segundo na posição kHz e de um milissegundo na posição MHz.

O que acabamos de ver refere-se à operação no modo *freqüência*. No modo *período*, a relação de contagem se inverte: agora, num intervalo de tempo dado pelo sinal da entrada, são contados os pulsos da base de tempo. Desse modo, o resultado da operação é o período do sinal da entrada.

No modo *totalizado*, os pulsos da entrada são registrados pelo contador sem controle da base de tempo. A porta fica permanentemente aberta, o que possibilita ao freqüencímetro a contagem de *eventos*.

Passemos agora ao estudo mais detalhado de cada bloco. Acompanhe cada etapa pelo circuito geral da figura 2-25.

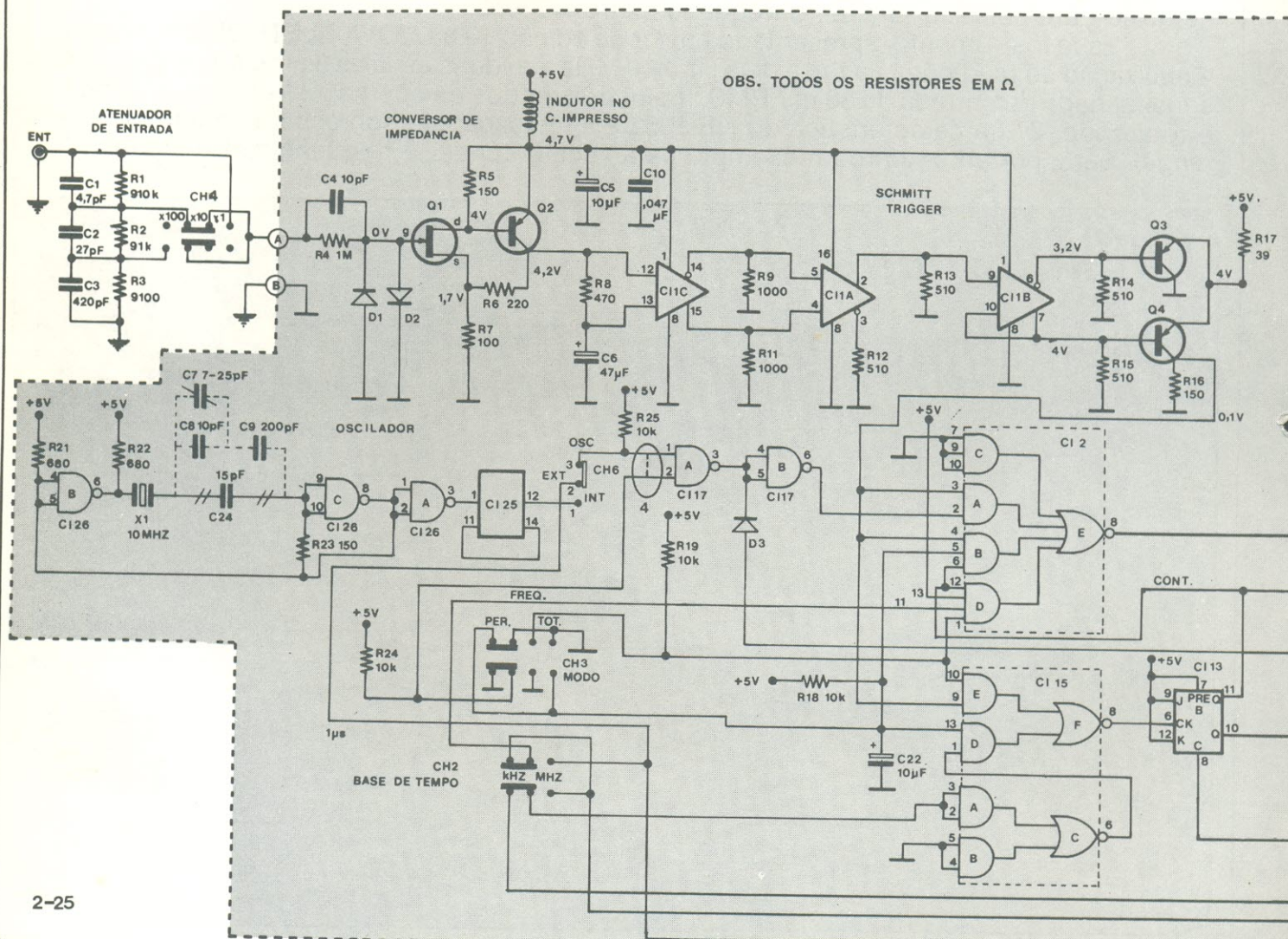
Circuito de entrada e Schmitt trigger

O sinal de entrada é introduzido

num circuito constituído por um divisor de tensão (R1, R2, R3), compensado em freqüência pelos capacitores C1, C2, C3. Isso atenua o sinal numa proporção de 1, 10 ou 100, dependendo da posição da chave. Depois, o sinal é acoplado, através de C4 e R4, a D1 e D2, que limitam o seu valor para proteger o transistor a efeito de campo Q1 de sobretensões.

Os transistores Q1 e Q2 são diretamente acoplados para formar um circuito seguidor de ganho unitário de tensão. Estes transistores proporcionam uma ampla largura de banda (banda passante), elevada impedância de entrada e baixa impedância de saída.

A seguir, C11C e C11A amplificam o sinal até o valor de disparo do *Schmitt trigger* formado por C11B. Este, oferece em sua saída um sinal "quadrado", ou seja, com rápidas variações de valor alto e baixo. Tal sinal vai excitar os transistores Q3 e Q4, que o transladam para os níveis da lógica TTL, tornando-o compatível com o restante do circuito lógico. O sinal resultante no coletor de Q4, é a informação da entrada, ago-



ra condicionada devidamente para ser aplicada ao circuito da porta de controle.

Oscilador de 10 MHz e base de tempo

O oscilador que fornece o sinal de *clock* é formado por um cristal de 10 MHz mais as portas B e C do integrado CI26. Os capacitores C7, C8 e C9 fornecem a carga capacitiva adequada para o cristal. C7 é variável, de modo a permitir a calibração precisa do oscilador. Os resistores R21, R22 e R23 polarizam o CI e uma partida eficiente do oscilador. A porta A do CI26 atua acoplando o oscilador ao primeiro divisor de década da base de tempo (CI25), um contador BCD 7490. O sinal de *clock* de 10 MHz é então dividido por outros divisores de década (CI19 a CI24), a fim de proporcionar períodos adequados para a medição de frequência, ou frequência adequada à medição de período.

O sinal de 1 MHz da saída do contador CI25, é aplicado ao circuito de controle e aos divisores de décadas da base de tempo, para prover os pulsos de temporização que operam o contador

nos vários modos. Este sinal de 1 MHz passa pela chave CH6 quando ela está na sua posição INT, chegando à entrada de CI24, o primeiro divisor de década do gerador da base de tempo. O gerador então desenvolve os sinais de 1 kHz e 1 Hz, que produzirão os pulsos de 1 ms e 1 s para a porta, no modo de operação *frequência*. Os pulsos de 1 kHz e 1 Hz aparecerão nos terminais da chave CH2. Quando a posição kHz for selecionada, o sinal de 1 Hz da saída de CI19 será conectado à porta CI15A. E, por sua vez, passará para as portas CI15C e CI15D. No modo frequência, CI15D está aberta e o sinal de 1 Hz pode passar para o flip-flop CI13B, através de CI15F. Com a chave CH2 na posição MHz, o sinal de 1 kHz vindo de CI22 é conectado à porta CI15A e é, assim, transmitido ao flip-flop CI13B.

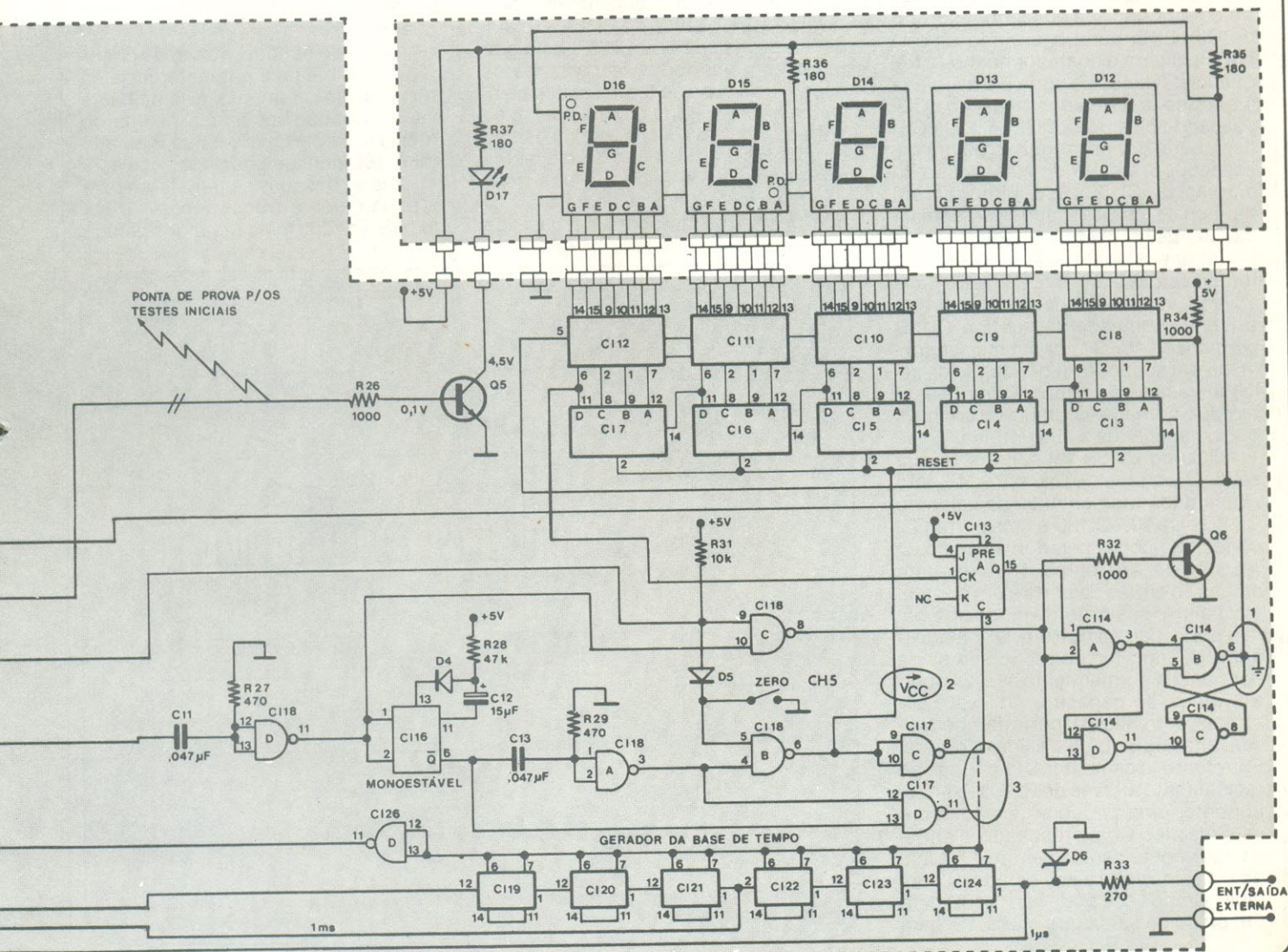
No modo período, a porta CI15D é inibida pelo 0 binário aplicado ao seu pino 13, vindo da chave CH3. Isso evita que o sinal da base de tempo originário de CI15C atinja o flip-flop. Em lugar disto, o sinal de entrada, cujo período se deseja medir, opera o flip-flop

CI13B. O sinal de entrada provém de Q4, e é aplicado à porta CI15E, que está aberta no modo período.

No modo totalizado, a base de tempo interna é inteiramente desativada. Isso é feito inibindo as portas CI2B, CI2D, CI15D e CI15E. Neste modo o sinal de entrada passa através das portas CI2A e CI2E diretamente para o contador.

Contador de décadas e mostrador

A figura 2-25 indica-nos que a principal unidade de contagem do NE 3052 é composta de cinco circuitos integrados contadores de décadas, CI3 a CI7. CI3 é o dígito menos significativo (LSD). Os pulsos a serem contados são aplicados ao pino 14 desse contador. Cada um dos integrados é um contador BCD TTL 7490, semelhante ao que já estudamos anteriormente neste curso. Os contadores são ligados em cascata e podem acumular uma contagem máxima de 99999. Observe que todos os pinos de *reset* (pino 2) são ligados conjuntamente, de maneira que o contador possa ser zerado por um pulso vindo do circuito de controle.



A saída BCD de quatro linhas de cada contador de décadas é aplicada a circuitos decodificadores (CI8 a CI12) do tipo 9368. Estes dispositivos contêm internamente um registrador de quatro bits e um conversor BCD para sete segmentos. Em algum momento da operação do contador, os dados BCD armazenados nos contadores de décadas são transferidos para os registradores (memórias) dos integrados decodificadores. São os dados BCD acumulados nos registradores de CI8 a CI12 que serão apresentados nos mostradores de LEDs. O carregamento das memórias nos CIs decodificadores é concluído por um pulso de controle injetado no pino 3 desses circuitos.

Controle lógico

Vejam agora como o circuito de controle lógico opera o contador nos seus três modos. Analisaremos as funções de porta, memória, e apagamento para cada modo.

Suponha que a chave CH3 esteja no modo frequência, e a chave CH2 na posição MHz. O sinal de entrada vindo do coletor de Q4 é aplicado à porta B de CI2. Esta porta age como a porta principal para o contador no modo frequência. A saída da porta B é acoplada à entrada do contador de década CI3, passando pela porta CI2E. A porta CI1B fica aberta por um segundo ou um milissegundo, a partir do pulso vindo do pino 11 de CI13B. Este último, é um flip-flop JK cujos estados são comandados pelo controle lógico. Com CI13B em *set*, o transistor Q5 está saturado. Isto faz com que D17 (LED) seja ativado, indicando que a contagem está sendo efetuada. O flip-flop CI13B permanece em *set* por um milissegundo ou um segundo, dependendo da seleção da base de tempo. Durante este tempo o contador acumula ou conta os pulsos aplicados a sua entrada.

Quando CI13B vai para *reset*, sua saída Q no pino 10, vai para "1". Isto causa a ida momentânea da saída de CI18D para "0". CI18D é uma porta TTL conectada como gerador de pulso. O resistor de 470 ohms, R27, mantém ambas as entradas da porta a um potencial baixo o bastante, de modo que, para a porta, pareça que um "0" binário é aplicado. Isto faz com que sua saída permaneça normalmente alta. Quando a entrada do capacitor C11 vai para "1", as entradas da porta também ficam altas. Isto força a saída para zero. Entretanto, o capacitor C11 carrega-se rapidamente através de R27, deixando, portanto, uma pequena tensão sobre este resistor. Como resultado, a entrada novamente parece ser um "0" binário e a saída volta a seu estado "1" original. Como você pode ver, CI18D gera um pulso de saída que muda "1" para

"0" e de volta para "1". A duração desse pulso é função da constante de tempo de CI1 e R27. Este pulso é produzido quando CI13B muda para o estado *reset*.

A saída de CI18D, portanto, é um pulso negativo que é aplicado a CI18C, que excita Q6. Este pulso momentâneo é aplicado ao pino 3 dos decodificadores CI8 a CI12. Isto faz com que a contagem acumulada nos contadores de décadas se transfira para os registradores de armazenamento. Os LEDs então mostram a contagem. A borda ascendente do pino 11 de CI18D dispara CI16. Este é um multivibrador monostável que produz um pulso de 200 ms em sua saída.

A parte final do pulso de 200 ms de CI16 dispara CI18A. Este circuito, gera um pulso negativo que é usado para zerar os contadores de décadas CI3 a CI7. Este pulso é aplicado aos contadores através de CI18B. O pulso de zeramento é também usado para zerar o flip-flop CI13A, através da porta CI17C. O flip-flop CI13A é empregado no circuito de *overrange*, que veremos mais adiante.

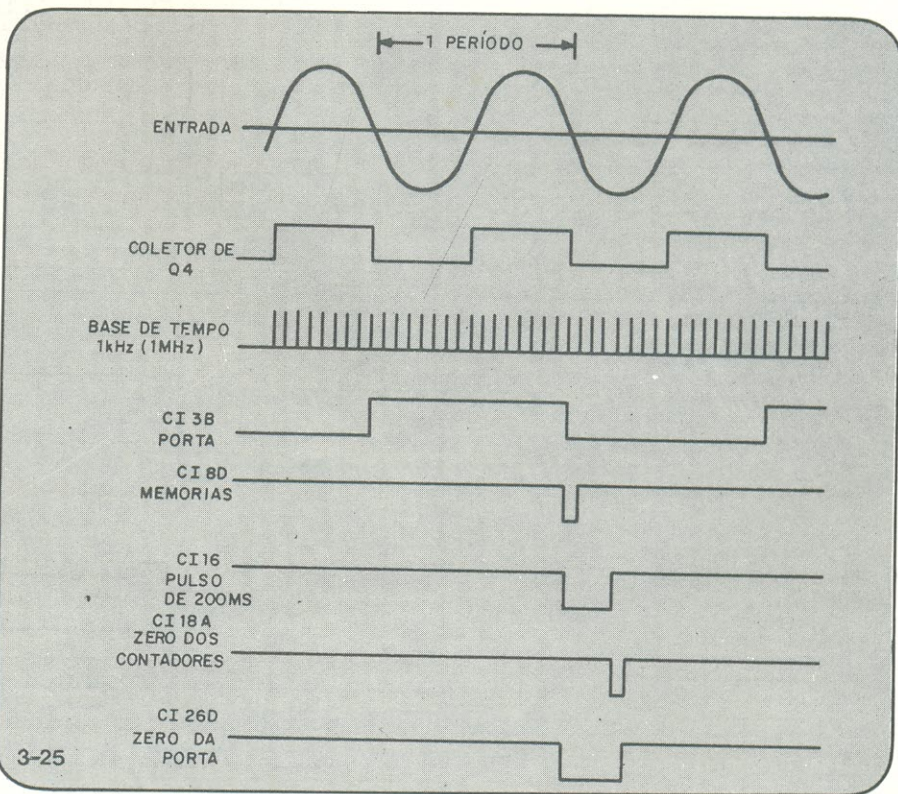
A saída complementar do monostável (CI16) e o pulso de CI18A são ainda utilizados na porta CI17D. Esta porta faz com que todos os divisores de décadas da base de tempo sejam colocados em 1001 (9). O próximo pulso de entrada vindo do oscilador da base de tempo fará, então, que todos estes contadores de décadas sejam ciclados para zero (0000). O sinal de CI17D que coloca os divisores da base de

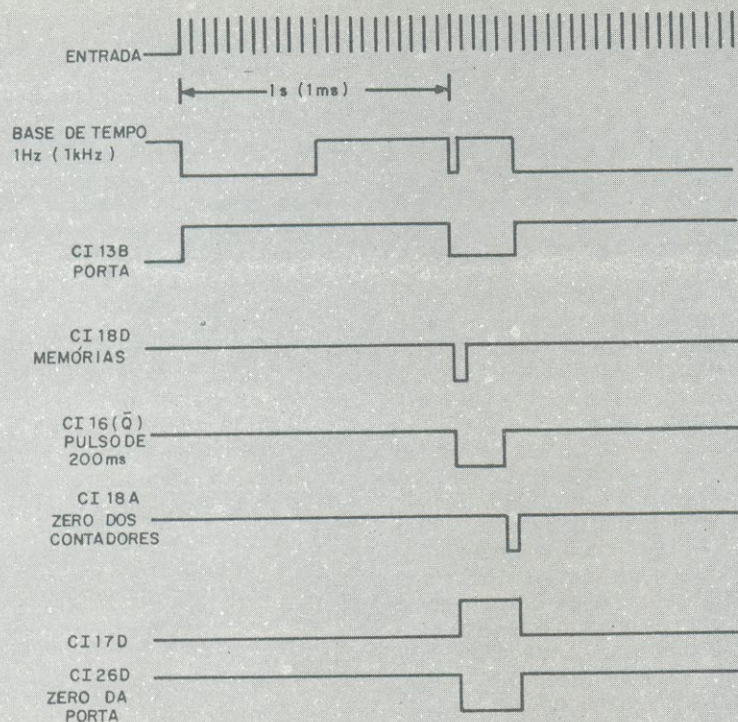
tempo em 1001, é também usado para zerar o flip-flop CI13B através da porta CI26D. Os pulsos de temporização para o modo frequência são mostrados na figura 3-25.

No modo período, é o sinal de entrada que controla o flip-flop CI13B e determina o período de tempo que a PORTA fica aberta. Durante este tempo, o contador é incrementado pelos sinais de 1 kHz ou 1 MHz da base de tempo. Isso permite que medições de período com uma resolução de 1 milissegundo ou 1 microssegundo sejam feitas.

Suponha que a chave de modo CH3 esteja na posição período. Isto inibe as portas CI2B e CI15D que são utilizadas no modo frequência. A porta CI17A também é fechada. Agora, a porta CI15E é aberta. O sinal de entrada vindo do coletor de Q4 é acoplado através desta porta e de CI15F ao flip-flop CI13B. O sinal de 1 kHz ou 1 MHz da base de tempo é aplicado a CI2D, no pino 11. Aqui, a porta CI2D é aberta pelo flip-flop CI13B. O sinal da base de tempo pode passar através das portas CI2D e CI2E para o contador, por um período de tempo igual a um ciclo do sinal de entrada.

No modo período, a ação do circuito de controle para a transferência da memória e o zeramento, é semelhante àquela do modo frequência. Ao final do intervalo da porta, um pulso é gerado por CI18D para que os dados dos contadores de décadas se transfiram para os registradores e mostradores. O final do pulso de 200 milissegundos gerado





4-25

por CI16, por sua vez, faz com que o pulso de *reset* seja gerado por CI18B. Na figura 4-25 você observa os pulsos de controle para o modo período.

No modo totalizado, os pulsos de entrada a serem contados passam também pelo circuito de entrada e aparecem no coletor de Q4, como nos mo-

dos anteriores. O sinal então entra pela porta CI2A. Com a chave de modo CH3 na posição totalizado, as portas CI2D e CI15E fecham-se. A porta CI2A é aberta neste momento para que os sinais sejam contados e aplicados diretamente ao contador de década sem qualquer controle.

Quando o modo totalizado é usado, ambas as entradas para CI17A estão altas, mantendo, portanto, a saída desta porta baixa. Este nível baixo é acoplado, através do diodo D3, à entrada da porta CI18C. Isto sustenta a saída de CI18C em "1", fazendo com que a saída de Q6 seja "0". O que este último faz é liberar as memórias de CI8 a CI12 para que os pulsos contados nos contadores de décadas sejam transferidos diretamente para o mostrador. Assim, enquanto os pulsos de entrada (eventos) ocorrem, você pode ver a mudança da contagem no *display* de LEDs.

O único controle disponível no modo totalizado é o do botão de ZERO (*reset*) do painel frontal (CH6). Quando este botão for pressionado, ele forçará o catodo de D5 a zero, polarizando-o diretamente. Isto gerará um pulso de apagamento através de CI18B que zerará os contadores de décadas. Ao operar o freqüencímetro no modo totalizado, o contador deverá ser inicialmente zerado, antes da contagem de quaisquer eventos.

ELETRÔNICA DIGITAL

Finalmente chegou o curso que você estava esperando.

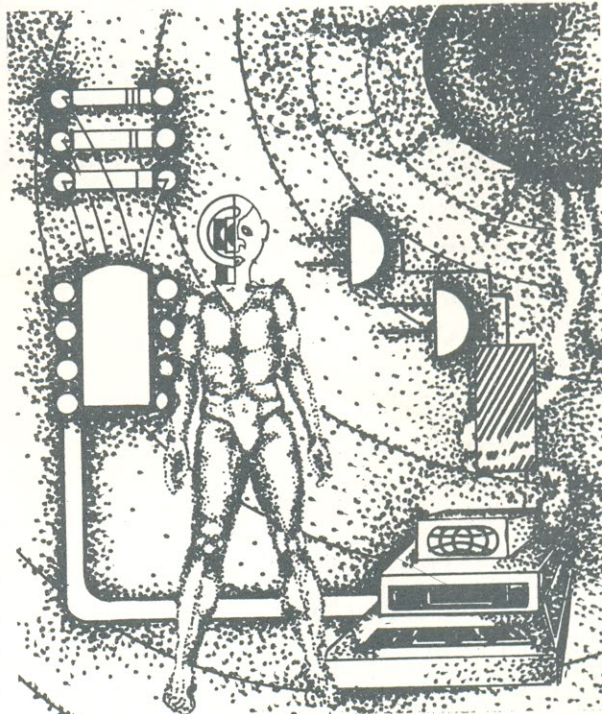
O IPDTEL trouxe até você o curso de Eletrônica Digital por correspondência, o primeiro e o mais atualizado da América Latina. Não perca tempo, estude sem sair de casa. Compreenda o fascinante mundo da Eletrônica Digital. Solicite agora o folheto informativo.

ipdTEL — instituto de pesquisas e divulgação de técnicas eletrônicas s/c Ltda.
Rua Dr. Augusto de Miranda, 747
Caixa Postal 11916 - CEP 01000 - SP - Capital

Solicito informações do curso de Eletrônica Digital inteiramente grátis.

Nome: _____
Endereço: _____
Cidade: _____
Estado: _____ CEP: _____

Credenciado pelo Conselho Federal de Mão de Obra nº 192.

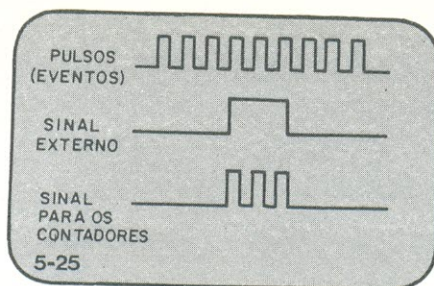


Nesse modo é possível ainda controlar o sinal de entrada utilizando um sinal externo, conectado à entrada normalmente associada à base de tempo. O pulso externo é acoplado através do resistor R33 e da chave CH6 à porta CI17A. Quando o sinal de controle externo for baixo, a saída da porta CI17B será baixa e portanto inibirá a porta A, evitando que os sinais de entrada apareçam na entrada do contador. A figura 5-25 apresenta os pulsos de controle no modo totalizado com um sinal externo para a porta.

Deteção de sobrecarga

O NE3052 possui um circuito de detecção de sobrecarga que dá ao usuário uma indicação de quando a entrada de contagem excede a capacidade do contador. Se os sinais de duração da porta e da base de tempo forem tais que a contagem passe de 99999 a 00000, um pulso de passagem ocorrerá na saída D do dígito mais significativo do contador de década CI17. Isto mudará o estado do flip-flop CI13A. Agora, quando este flip-flop está em *set*, ele indica a ocorrência da condição de sobrecarga. Ele permanecerá no estado "1" binário indicando a sobrecarga até que um pulso normal de zeramento seja gerado pelo circuito de controle. Neste instante, CI13A será zerado via CI17C.

A condição de *overflow* é transferida a um flip-flop tipo D (*latch*) formado pelas portas de CI14. Quando o circuito de controle gerar o pulso para



transferir os dados do contador de décadas para os registradores, as portas de entrada do latch CI14A e CI14D serão abertas. Se existir uma condição de sobrecarga, determinada pelo estado de CI13A, o flip-flop D assumirá a condição *set*. A sua saída no pino 6, normalmente mantém o LED indicador de *overflow* em curto. Este LED é o ponto decimal do *display* de sete segmentos D16. Ele é iluminado pela tensão de alimentação através do resistor R35 de 180 ohms. Se o *latch* estiver em *reset*, sua saída no pino 6 de CI14 estará baixa e, portanto, o indicador de sobrecarga estará desativado. Mas, quando o *latch* estiver em *set*, o ponto decimal acenderá, indicando que houve sobrecarga.

Pequeno teste de revisão

1 — Qual circuito integrado (da figura 2-25) gera o pulso da porta?

- | | | |
|---------|---------|---------|
| a. CI2 | c. CI15 | e. CI22 |
| b. CI13 | d. CI19 | f. CI26 |

2 — O objetivo do LED D17 é indicar quando:

- a alimentação é ligada
- ocorre uma sobrecarga
- um ponto decimal é necessário no mostrador
- a porta está aberta para a contagem

3 — A seqüência adequada de operação do contador de décadas é:

- zeramento, contagem, transferência para a memória.
- contagem, zeramento, transferência para a memória.
- transferência para a memória, contagem, zeramento

4 — As frequências de base de tempo usadas no modo frequência são _____ Hz e _____ Hz.

5 — As frequências da base de tempo utilizadas no modo período são _____ Hz e _____ Hz.

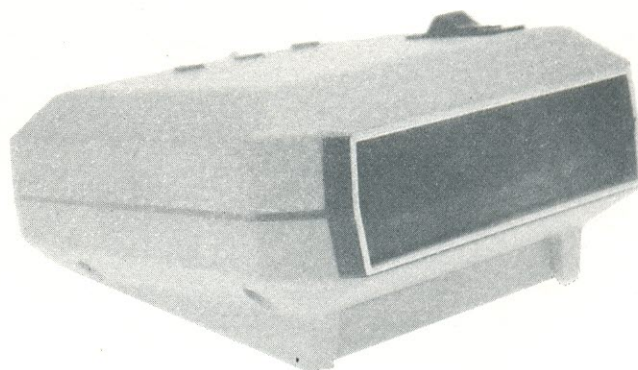
6 — A porta para o modo frequência é CI _____.

7 — A frequência da base de tempo é 1 MHz. O *display* mostra 8521. O modo _____ está sendo usado e a frequência de entrada é _____ Hz.

- (b) CI13
- (d) indica quando a porta está aberta (contagem)
- (a) zeramento, contagem, transferência para a memória
- 1000 Hz (1 kHz) e 1 Hz
- 1000 Hz (1 kHz) e 1000000 Hz (1 MHz)
- CI2B
- período; 117,3 Hz ($f = 1/8521 \times 10^{-6}$) (O sinal de 1 MHz da base de tempo é usado apenas no modo período).

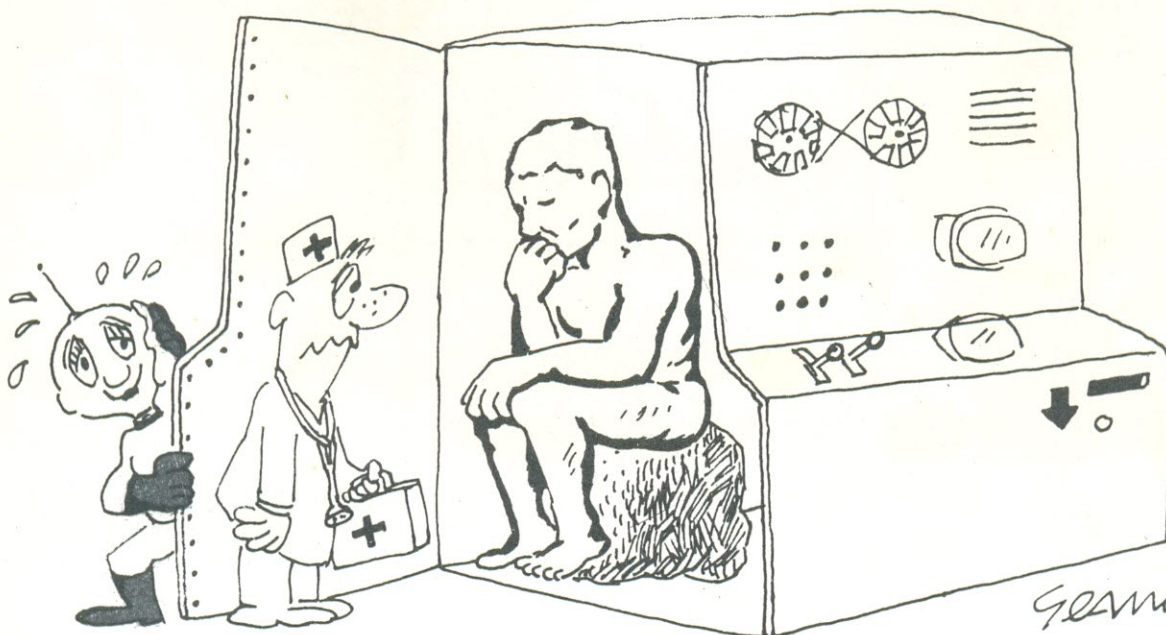
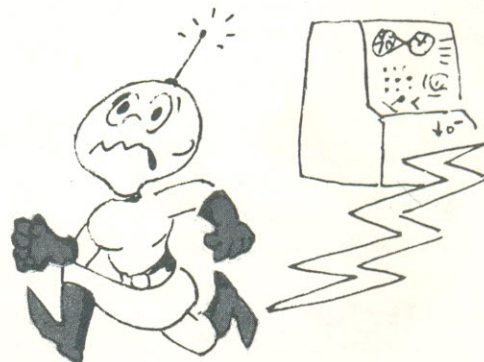
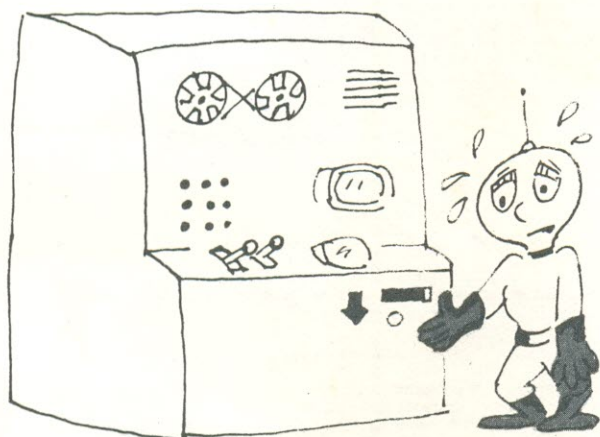
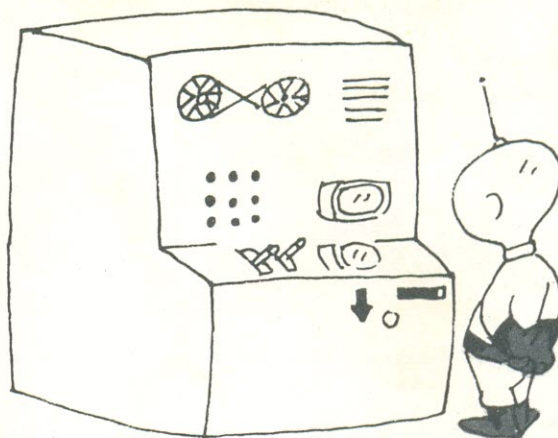
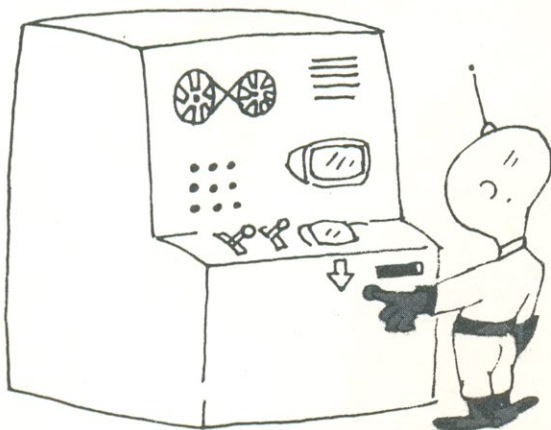
DIGITEMPO: o relógio digital de mesa que alia um formato compacto e elegante a um grande display.

- Aceita rede de 110 ou 220 V.
- Montagem simples! Utiliza o módulo MA 1023 A.
- Números de 18 mm de altura.
- Três opções de montagem: despertar contínuo, repetitivo (soneca) ou visualização de segundos.
- Alarme perfeitamente audível e de timbre agradável.
- Três comandos ajustam a hora e o despertar.



FILCRES IMPORTAÇÃO E REPRESENTAÇÃO LTDA.
Rua Aurora, 165/171 - CEP 01209 - Caixa Postal 18.767 - SP
Tels.: 223-7388 - 222-3458 e 221-0147 - Telex: II31298 FILG BR

"FALHAR É HUMANO"



Gemase

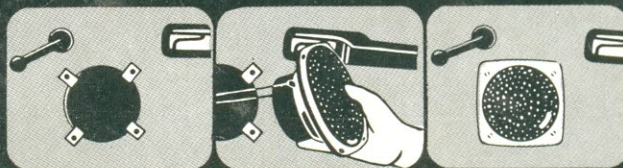
Finalmente

um alto-falante projetado para o seu carro



com a mesma tecnologia dos
alto-falantes Bravox vendidos para a
indústria naval americana.

- É o único que permite instalação por fora sem remoção das laterais.
- Conjunto à prova d'água, maresia e poeira.
- Tela fixa e com tratamento anti-ferrugem e anti-riscagem.
- Sistema magnético de alto fluxo, totalmente encapsulado.



mais um lançamento com a qualidade e garantia

**hi-fi car
bravox**